

Titre: Système d'électrothérapie portable pour traitement de
Title: l'incontinence

Auteur: Pierre-Antoine Sauriol
Author:

Date: 2018

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Sauriol, P.-A. (2018). Système d'électrothérapie portable pour traitement de
Citation: l'incontinence [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal].
PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/3124/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/3124/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Mohamad Sawan
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SYSTÈME D'ÉLECTROTHÉRAPIE PORTABLE POUR TRAITEMENT DE
L'INCONTINENCE

PIERRE-ANTOINE SAURIOL
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MAI 2018

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

SYSTÈME D'ÉLECTROTHÉRAPIE PORTABLE POUR TRAITEMENT DE
L'INCONTINENCE

présenté par : SAURIOL Pierre-Antoine

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. AUDET Yves, Ph. D., président

M. SAWAN Mohamad, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. SAVARIA Yvon, Ph. D., membre

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire à tous mes amis de Polystim.

REMERCIEMENTS

Je souhaite remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu au cours de mon travail de recherche et sans qui ce mémoire n'aurait pas été possible.

Je remercie spécialement mon directeur Pr. Mohamad Sawan, ainsi que Dr. Magdy Hassouna pour avoir rendu possible la réalisation de ce projet.

RÉSUMÉ

Ce projet a pour but la conception d'un appareil de stimulation électrique dans le cadre d'une application à des fins de traitement de problèmes urinaires, tels que l'incontinence et le syndrome OAB (overactive bladder).

Parmi les contraintes de conception, nous avons principalement les aspects liés à la portabilité du système. Celui-ci doit être conçu de façon à être employé par des individus qui n'ont pas nécessairement de compétences techniques pour utiliser l'appareil.

Ce dernier doit donc être assez réduit en taille et efficace par rapport à l'utilisation d'énergie. Les composants formant le système seront explorées et élaborées dans ce mémoire, ensuite les résultats obtenus seront rapportés. Nous traiterons du générateur de stimuli, du système d'alimentation et du système de contrôle et de communication. Ce mémoire est établi selon un cheminement qui explique les concepts théoriques liés au projet afin de rendre propice leur assimilation au niveau pratique. Ce projet ne vise pas l'étude clinique sur des patients ; cette étape pourra être réalisée dans une phase ultérieure. Il s'agit dans ce projet de situer de quelle façon les concepts liés à l'électronique peuvent s'appliquer à un problème de santé et de concevoir un appareil en tant que solution à un problème prédéfini. Plusieurs types de projets semblables ont déjà été réalisés. Celui-ci se démarque principalement par le travail accompli sur l'optimisation du système d'alimentation, ainsi que l'incorporation d'éléments de contrôle utilisant une interface sans-fil. L'appareil conçu n'a notamment pas de transformateur niveau de l'étage de sortie, mais utilise plutôt un SMPS (switch-mode power supply) ce qui permet de réduire la taille du transformateur utilisé. La majorité des projets similaires sont soit inaccessibles pour une utilisation qui n'est pas supervisée ou contrôlée par le personnel médical, ou très peu portables à cause de l'alimentation ou de l'interface de commandes.

ABSTRACT

The purpose of this project is to design an electrical stimulation device as part of an application for the treatment of urinary problems, such as incontinence and OAB (overactive bladder).

Among the design constraints, we mainly have aspects related to portability of the system. It must be designed to be operated by individuals who don't possess any technical skills.

The device must therefore be quite reduced in size and effective in terms of energy consumption. The components forming the system will be explored and elaborated in this thesis, then the obtained results will be reported. We will deal with the stimulus generator, the system power supply and the control and communication system. This document is established according to a procedure that explains the theoretical concepts related to the project in order to make their assimilation at the practical level possible. This project is not intended for the clinical study of patients; that step may be carried out in a later phase. We focus on applying electronics-related concepts to a specific health problem. Several types of similar projects have already been achieved. This one stands out mainly by the work done on the optimization of the power system, as well as the incorporation of control elements using a wireless interface. Notably, it does not have a transformer at the output stage, which allows for reduction of the used step-up transformer. The majority of projects similar to this one are either inaccessible for use that is not supervised or controlled by medical personnel, or very little portable because of the power supply or the command interface.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xiii
LISTE DES ANNEXES	xiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Définitions	1
1.1.1 Types de stimulation	1
1.1.2 TENS	2
1.1.3 FES	2
1.1.4 PTNS	3
1.1.5 Systèmes implantables	3
1.2 Physiologie	4
1.3 Conditions médicales	6
1.4 Bioimpédance	7
1.5 Objectifs de recherche	10
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	12
CHAPITRE 3 GÉNÉRATEUR DE STIMULI	17
3.1 Source de courant	18
3.2 Inverseur de phase	20
3.3 Circuit de recharge	22

3.4	Composants utilisés	25
3.5	Implémentation complète	26
CHAPITRE 4 CIRCUIT D'ALIMENTATION		28
4.1	Différentes topologies	29
4.1.1	Buck	29
4.1.2	Boost	31
4.1.3	Buck-boost	31
4.2	Conception du circuit « flyback »	33
4.2.1	Effet de l'inductance de fuite	38
4.2.2	Circuit d'amortissage	38
4.2.3	Verrouillage à minimum de tension	39
4.2.4	Rétroaction	40
4.3	Autres circuits d'alimentation	43
4.4	Alimentation 3V	44
4.4.1	Choix de composants (« buck » 3 V)	44
4.5	Alimentation -3V	45
4.5.1	Choix de composants (« flyback inverseur » -3 V)	46
CHAPITRE 5 CIRCUIT DE CONTRÔLE		48
5.1	Interface numérique-analogique	48
5.1.1	Implémentation du protocole de communication SPI avec le DAC	49
5.1.2	Microcontrôleur	51
CHAPITRE 6 RÉSULTATS		55
6.1	Simulation transitoire	55
6.2	Linéarité de la source de courant	56
6.3	Valeurs expérimentales	58
6.4	Circuit SMPS d'alimentation de 180V	58
6.5	Circuit SMPS d'alimentation de 3V	62
6.6	Circuit SMPS d'alimentation de -3V	63
6.7	Discussion	65
CHAPITRE 7 CONCLUSION		66
7.1	Synthèse des travaux	66
7.2	Limitations de la solution proposée	66
7.3	Améliorations futures	66

RÉFÉRENCES	68
ANNEXES	70

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Étendue des paramètres de stimulation	15
Tableau 3.1	Spécifications pour le générateur de stimuli	18
Tableau 3.2	Semiconducteurs utilisés dans le générateur d'impulsions	25
Tableau 4.1	Spécifications du transformateur	37
Tableau 4.2	Types de rétroaction pour alimentation à découpage	41
Tableau 5.1	Modes SPI	50
Tableau 6.1	Analyse énergétique : « flyback »	61
Tableau 6.2	Analyse énergétique : « buck » 3V	63
Tableau 6.3	Analyse énergétique : « flyback » inverseur	65

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Vessie	5
Figure 1.2	Nerf sciatique	6
Figure 1.3	Impédance caractérisée	8
Figure 1.4	Modèle de la bioimpédance	9
Figure 1.5	Modèle de premier ordre de l'impédance du tissu	9
Figure 1.6	Schéma bloc de l'appareil proposé	10
Figure 2.1	Configuration de circuit - 1	13
Figure 2.2	Configuration de circuit - 2	14
Figure 2.3	Configuration de circuit - 3	15
Figure 3.1	Source de courant simple	19
Figure 3.2	Source de courant à double alimentation	20
Figure 3.3	Inverseur de phase	21
Figure 3.4	Circuit de recharge	22
Figure 3.5	Source de courant complète	24
Figure 3.6	Générateur de stimuli complet	27
Figure 4.1	Topologie « buck »	29
Figure 4.2	Topologie « boost »	31
Figure 4.3	Topologie « buck-boost »	32
Figure 4.4	« Flyback » simple	33
Figure 4.5	Circuit d'amortissage	39
Figure 4.6	Circuit de verrouillage	40
Figure 4.7	Rétroaction du circuit « flyback »	42
Figure 4.8	Circuit « flyback » complet	43
Figure 4.9	Circuit d'alimentation 3V (« buck »)	44
Figure 4.10	Circuit d'alimentation -3V (« flyback » inverseur)	46
Figure 4.11	Système de rétroaction du circuit d'alimentation -3V	46
Figure 5.1	Interface numérique-analogique	49
Figure 5.2	Diagramme temporel SPI	51
Figure 6.1	Simulation transitoire avec charge de $1k\Omega$	55
Figure 6.2	Simulation transitoire avec charge selon le modèle de premier ordre	56
Figure 6.3	Linéarité de la source de courant : fonction de transfert	57
Figure 6.4	Transitoire d'une impulsion sur une charge résistive	57
Figure 6.5	Expérience réalisée pour la mesure de la tension aux bornes des électrodes	58

Figure 6.6	Simulation transitoire - circuit « flyback » : tension de sortie	59
Figure 6.7	Simulation transitoire - circuit « flyback » : courants	60
Figure 6.8	Efficacité du circuit en fonction de la charge	62
Figure 6.9	Simulation du circuit « Buck » de 3V	62
Figure 6.10	Courants dans le transformateur	64
Figure 6.11	Tension de sortie - « flyback » inverseur	64
Figure A.1	Placement du circuit imprimé du circuit de stimulation (haut)	70
Figure A.2	Placement du circuit imprimé du circuit de stimulation (bas)	71
Figure B.1	Prototype - circuit imprimé	72
Figure C.1	Niveau supérieur	73
Figure C.2	Circuit « flyback »	74
Figure C.3	Convertisseurs $\pm 3V$	75
Figure C.4	Étage de sortie	76
Figure C.5	Système de contrôle	77
Figure D.1	Carte de développement PCA10040	78
Figure E.1	Algorithme logiciel sur le microcontrôleur NRF52832	79

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

API	Application Programming Interface
CPHA	Clock Phase
CPOL	Clock Polarity
DMA	Direct Memory Access
FES	Functional Electrical Stimulation
GPIO	General-Purpose Input-Output
MES	Myoelectric Signal
OAB	Overactive Bladder
PCB	Printed Circuit Board
SMPS	Switch-Mode Power Supply
SPI	Serial Peripheral Interface
SWD	Serial Wire Interface
TENS	Transcutaneous Electrical Nerve Stimulation
VCCS	Voltage Controlled Current Source

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Placement du circuit imprimé	70
Annexe B	Prototype - circuit imprimé	72
Annexe C	Fichiers de conception du prototype	73
Annexe D	Carte de développement PCA10040	78
Annexe E	Algorithme logiciel sur le microcontrôleur NRF52832	79

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Les dispositifs de stimulation électrique existent depuis très longtemps. Avant même la découverte de l'électricité, les médecins égyptiens utilisaient des raies électriques pour atténuer certains symptômes de migraines. De nombreux physiciens ont ensuite tenté d'utiliser l'électricité dans leurs expériences sur le corps humain [1]. C'est seulement en 1957 que le premier stimulateur cardiaque portable fit son apparition et en 1958 que le premier appareil de ce type fut conçu dans le but d'être implantable [1]. Depuis cette révolution, la science de l'électrothérapie fut de plus en plus appliquée à des problèmes divers et de nombreux chercheurs ont conçu des appareils de ce type. Ces appareils, qu'ils soient implantables, invasifs ou non-invasifs ont créé une révolution dans le traitement et l'analyse du corps humain, et bien entendu, beaucoup de nouvelles méthodes et d'applications possibles sont probablement aujourd'hui encore à découvrir. Ce mémoire a pour but d'apporter une contribution à ce domaine qui joint l'électronique à la biologie et à la médecine en présentant les différentes étapes du processus de conception d'un appareil de ce type à un problème médical particulier.

1.1 Définitions

1.1.1 Types de stimulation

Afin d'aider à corriger les dysfonctions urinaires, plusieurs approches de stimulation électrique ont déjà été utilisées. Ces approches peuvent être invasives ou non-invasives. Les deux types de méthodes ont chacune des avantages et des inconvénients. Deux principales distinctions existent dans le vocabulaire :

1. Implantable : Appareil qui est placé à l'intérieur du corps humain, pour une longue durée.
2. Invasif : Appareil qui nécessite une forme de lésion, ouverture, etc.

Les appareils implantables constituent donc une catégorie d'appareils invasifs, mais beaucoup d'appareils invasifs sont non-implantables. Les appareils non-invasifs, quant à eux utilisent seulement la surface du corps humain, même lorsque le but est de viser des tissus internes. Ils ont le désavantage de moins bien cerner la région précise où appliquer la stimulation, mais sont plus facilement praticables. Le but de ce projet est la conception d'un appareil non-invasif pouvant améliorer les symptômes de dysfonctionnement urinaire.

1.1.2 TENS

Parmi les techniques de stimulation électrique utilisées couramment, le TENS (Transcutaneous Electrical Nerve Stimulation) consiste à injecter des courants à travers des électrodes de surface de type tampon appliquées directement sur la région du corps. Un courant est généré à travers ces électrodes par un appareil qui est portable. Ce traitement est souvent utilisé pour les symptômes tels que la douleur, les problèmes intestinaux, la constipation, l'incontinence, l'ischémie et les problèmes nerveux [2]. Selon [3], ils peuvent aussi avoir des propriétés antiémétiques (soulager les vomissements et les nausées), guérir les tissus, aider la guérison à la suite d'une fracture et combattre l'arthrite. Nous discuterons particulièrement des cas où la méthode est utilisée dans le cadre de traitements pour des troubles urinaires, tels que des problèmes d'incontinence ou du syndrome de OAB (overactive bladder). On peut généralement contrôler trois variables principales lors de l'application d'un traitement TENS : l'amplitude, la largeur et la fréquence des impulsions. De plus, les impulsions peuvent être générées de façon continue, ou intermittente. Ils peuvent être monophasiques ou biphasiques, c'est-à-dire que leur tension peut avoir une seule polarité ou les deux polarités, i.e. négative et positive. L'approche biphasique est généralement souhaitée car elle permet d'éviter les problèmes liés à l'accumulation de charge dans les tissus, qui peuvent provoquer de la douleur [2].

Les systèmes TENS sont assez présents tant dans le domaine scientifique que dans le domaine commercial. En effet, puisqu'ils peuvent être utilisés par n'importe qui, on trouve beaucoup de systèmes TENS en vente. Des revues ont déjà été faites concernant les différentes façons dont la méthode TENS peut être appliquée à des problèmes de dysfonctionnement de la vessie [4]. Plusieurs régions peuvent être utilisées à cette fin, notamment la région sacrée, la région tibiale postérieure ou la région du péroné.

1.1.3 FES

Le FES (Functional Electrical Stimulation) est utilisé afin de récupérer certaines fonctions neurologiques atteintes lors d'accidents ayant atteint certains nerfs. C'est un traitement fréquent lors de la réhabilitation. Typiquement, un signal de tension ou de courant rectangulaire est appliqué de façon transcutanée à travers une électrode. Ce traitement ne permet généralement pas de récupérer entièrement les fonctions neurologiques perdues après une lésion, mais permet au cerveau d'apprendre de nouvelles façons d'accomplir certaines tâches usuelles [5]. Ce n'est pas le but de ce projet, mais les concepts et méthodes de FES s'avèrent utiles à considérer et à analyser dans le cadre de ce projet. La stimulation fonctionnelle est souvent utilisée pour la contraction musculaire, par exemple pour marcher, bouger des membres ou

pour les différentes contractions musculaires nécessaires au fonctionnement urinaire dans des cas où ces fonctions ont été atteintes par des lésions nerveuses à la moelle épinière. Le FES peut parfois être réalisé en boucle ouverte, c'est-à-dire que l'utilisateur contrôle lui-même en permanence les entrées du système lorsqu'il souhaite réaliser une tâche. Ou en boucle fermée, en utilisant un système de capteurs qui constituent une rétroaction utilisée pour initier le processus de stimulation. Par exemple, un capteur détecte le soulèvement d'un pied et cette information est utilisée pour générer les courants nécessaires dans le nerf afin d'aider le patient à marcher [5].

1.1.4 PTNS

L'acronyme PTNS est utilisé à plusieurs essients à travers la littérature. Il peut signifier :

1. Percutaneous tibial nerve stimulation
2. Posterior tibial nerve stimulation
3. Peripheral tibial nerve stimulation

Ces trois définitions sont généralement synonymes. Le processus est un type de neuromodulation qui est minimalement invasif. C'est un traitement facile d'utilisation et qui ne demande pas d'implant permanent ou de réduction dans la qualité de vie, mais qui requiert une formation médicale appropriée et généralement la supervision du personnel de la santé. Une aiguille est insérée dans la cheville, près du nerf tibial, puis cette aiguille conduit un courant pendant une période d'environ 30 minutes. L'expérience n'est pas douloureuse en général, mais est accompagnée de chatouillements et de picottements [6]. Cette technique est fréquemment utilisée dans le contrôle de l'incontinence, puisqu'elle vise des nerfs qui peuvent être utilisés à cette fin, comme nous le verrons dans la section 1.2.

1.1.5 Systèmes implantables

Les systèmes implantables, contrairement aux systèmes simplement invasifs, nécessitent un lien de communication entre la partie implantée et le contrôleur, généralement externe. De plus, ils sont généralement implantés de façon à atteindre directement le nerf visé. Contrairement au PTNS et au TENS utilisés pour le traitement urinaire, les systèmes implantables sont situés au niveau du sacrum, pour aller toucher directement les nerfs S1-3. Cela constitue clairement un avantage des systèmes invasifs ; Ceux-ci réduisent de beaucoup les effets secondaires reliés aux autres types de stimulation, où le courant peut se propager en passant par des tissus qui n'étaient pas nécessairements visés.

Cette section vise à faire le point sur les différents systèmes implantables ayant déjà été

réalisés. Bien que notre système vise à être non-invasif, une courte revue de certains systèmes invasifs ayant un but et une fonctionnalité similaire sera appropriée pour fin de comparaison.

Dans [7], les auteurs ont conçu un système FES implantable pour la récupération de fonctions urinaires, plus spécifiquement pour traiter l'hyperréflexie due à la lésion dans la moelle épinière qui ne permet pas le passage du signal électrique au cerveau. Ils ont testé le système sur des chiens et ont conclu que l'hyperréflexie pouvait être guérie en quelques semaines grâce à leur méthode.

Dans [8], les auteurs proposent un système implantable afin de faciliter la prise avec la main. Ils suggèrent que l'utilisation pourrait facilement être étendue à d'autres muscles. Leur système est doté d'un module de télémétrie qui permet de recevoir des données sur l'acquisition de signaux myoélectriques et l'accélération afin d'effectuer une rétroaction précise lors du mouvement.

Plusieurs autres systèmes similaires existent et cette pratique s'accroît avec l'évolution de la technologie.

1.2 Physiologie

Afin de bien comprendre les concepts de stimulation électrique et leurs effets sur le corps humain, quelques concepts de base de physiologie sont nécessaires et sont vus dans cette section.

Les systèmes nerveux sympathique et parasympathique sont les deux parties du système nerveux autonome. Ce système est différent du système somatique qui permet les mouvements volontaires ; il contrôle les différents processus de base du corps humain de façon automatique, tel que la fréquence cardiaque, la pression artérielle, la respiration, la digestion, la température du corps, etc [9]. Le système sympathique est généralement relié au stress. Il prépare le corps au danger en augmentant la fréquence cardiaque et le niveau d'alerte du métabolisme. Par opposition, le système parasympathique est associé à la relaxation et performe la fonction contraire [9]. La vessie est un organe creux qui sert à la collection d'urine en vue de l'élimination. Cette urine est tout d'abord filtrée par les reins afin de réabsorber les ions dont le corps a besoin, puis lui est acheminée à travers les uretères. Les fibres des systèmes sympathique et parasympathique sont toutes deux présentes sur ses parois. Le contrôle volontaire de la vessie est opéré par trois muscles, soit le muscle détroisor, les muscles du plancher pelvien et le sphincter urétral. Il existe aussi un second sphincter indépendant, le sphincter externe et celui-ci, contrairement au sphincter interne, est contrôlé volontairement par le système moteur. Il est donc nécessaire que l'urine passe par les deux sphincter pour être évacuée[10].

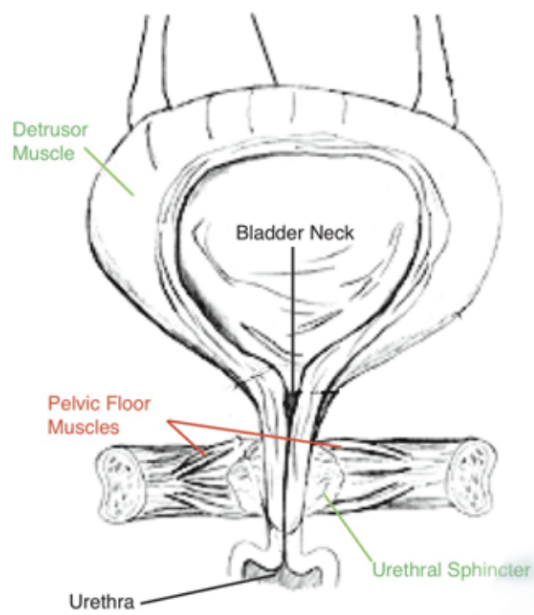


Figure 1.1 Vessie : extrait de [11]

Le sacrum est une structure osseuse qui comprend cinq vertèbres jointes en un seul fragment qui sert de support à la partie inférieure de la colonne vertébrale. Le cerveau envoie des signaux aux muscles de la vessie à partir des nerfs sacrés (nerfs du sacrum). Ces muscles travaillent ensemble pour gérer le contrôle volontaire de la vessie. Lorsque la vessie est à son état normal, les muscles du plancher pelvien et le sphincter urétral se contractent afin de ne pas laisser passer l'urine et le muscle détrusor se dilate pour ne pas accroître la pression sur la vessie. Le système sympathique est responsable de ce processus de conservation de l'urine et il utilise les nerfs T11-L2 de la moelle épinière. Lorsque l'individu urine, c'est le contraire qui se produit, i.e. le muscle détrusor se contracte pour augmenter la pression et les muscles du plancher pelvien, ainsi que le sphincter urétral se dilate pour laisser passer l'urine. Cela est possible grâce au système parasympathique qui gère donc la fonction opposée à celle du système sympathique. Ce sont les fibres des nerfs S2, S3 et S4 qui en sont responsables. Ce projet vise spécifiquement la stimulation de ces nerfs. Le nerf sciatique aussi communément appelé nerf ischiatique est le nerf le plus long du corps humain. Il est représenté sur la figure 1.2. Il est utilisé dans ce projet car il descend le long de la jambe en une seule branche et se sépare ensuite en plusieurs nerfs, i.e. les nerfs tibial, sural et plantaires médial et latéral [11].

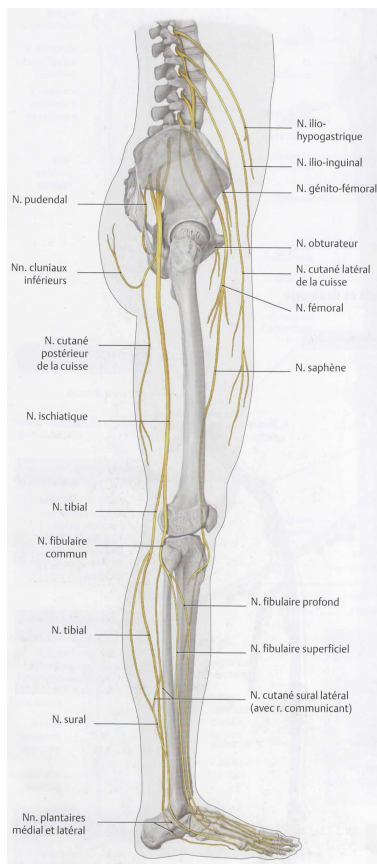


Figure 1.2 Nerf sciatique : extrait de [11]

1.3 Conditions médicales

Plusieurs troubles médicaux sont possibles en ce qui concerne les problèmes reliés à la vessie. Nous décrivons ici deux de ces troubles pour lesquels nous pensons que le traitement utilisant l'appareil à concevoir pourrait s'appliquer, en mentionnant quels différents symptômes les constituent.

Vessie hyperactive : Cette condition est aussi appelée Overactive Bladder (OAB). Nous utiliserons plutôt le terme anglais à travers ce texte. Les symptômes sont principalement :

- Fréquence urinaire anormale, i.e. huit fois ou plus durant la journée et deux fois ou plus durant la nuit.
- Urgence urinaire (Envie urgente de façon spontanée)
- Fuites urinaires
- Nycturie (Émission d'urine pendant la nuit)

Incontinence : Cette condition est généralement présente chez les aînés. Elle affecte plus de 50% des gens qui vivent dans des centres de retraites pour personnes âgées. Elle est deux fois plus fréquente chez les femmes que chez les hommes. Les types d'incontinence existants sont :

- Stress urinaire
- Urgence urinaire
- Incontinence mixte

L'incontinence de type stress urinaire s'accompagne de fuites d'urine reliées à des pressions abdominales causées par la toux, les éternuements, le rire et l'activité physique[12]. L'incontinence de type urgence urinaire consiste d'urgences spontanées dont résultent des fuites. L'incontinence mixte comprend à la fois les symptômes du stress urinaire et de l'urgence urinaire, c'est-à-dire un mélange de fuite urinaires spontanées et de fuites dues aux différentes activités reliées au stress urinaire.

Les types d'incontinence énumérés sont dus à des problèmes neurologiques, mais certains types d'incontinence peuvent aussi être reliés à des problèmes physiques ou psychologiques. Ces types d'incontinences ne seront pas abordés, puisqu'ils dévient du sujet de ce texte qui vise à traiter les problèmes nerveux reliés aux dysfonctions urinaires[13].

1.4 Bioimpédance

La bioimpédance constitue un sujet complexe qui peut être analysé de différentes façons pour lesquelles différents modèles théoriques ont été élaborés dans différentes recherches. Ce concept est important pour ce projet, puisque nous devons délivrer un courant dans les tissus, ce qui requiert un modèle qui comprend des paramètres électriques. L'impédance du tissu varie de plusieurs façons, i.e. variation spatiale, fréquentielle, non linéaire, etc. C'est pourquoi l'utilisation d'un modèle théorique dans le cadre d'une application précise peut varier dépendamment de cette application. Dans le cadre de ce projet, nous ne cherchons pas à créer un nouveau modèle, mais nous allons revoir quelques modèles théoriques proposés afin de choisir le modèle pertinent à utiliser pour réaliser nos simulations.

Une des raisons pour laquelle l'élaboration d'un tel modèle est complexe, est que lorsque des électrodes sont positionnées sur la peau, les mesures prises sur différentes régions sont reliées au chemin pris par le courant dans la région entre les deux électrodes. Ce chemin est dépendant du type d'électrode, de la taille de l'électrode et de la position de l'électrode sur le corps. Il est donc difficile de construire un modèle purement théorique puisque les mesures sont toujours accompagnées des changements dus à la géométrie du corps humain dont le

tissu est constitué de différentes couches d'impédance différentes, i.e. l'admittance par unité de volume est variable selon la position des tissus et le chemin pris par le courant [14]. De plus la valeur de l'impédance du tissu en régime transitoire, généralement pertinente pour les applications de stimulation électrique est différente de la valeur en régime permanent [15], et l'impédance du tissu varie de façon non-linéaire avec la tension aux électrodes, i.e. le comportement à des valeurs de tension basses ou hautes est complètement différent.

Dans [15], une étude de bode est réalisée sur le tissu à des tensions d'environ 300 mV en régime permanent. Le tissu est analysé comme une boîte noire à deux terminaux aux bornes desquels sont appliquées des tensions à différentes fréquences. L'impédance des électrodes est prise en compte et celles-ci ont une surface de 2 cm². La figure 1.3 montre les résultats obtenus par cette expérience pour l'amplitude et pour la phase. On constate qu'à basse fréquence, le tissu a une impédance de module d'environ 100 k Ω et que cette valeur s'approche de 1 k Ω à des fréquences élevées.

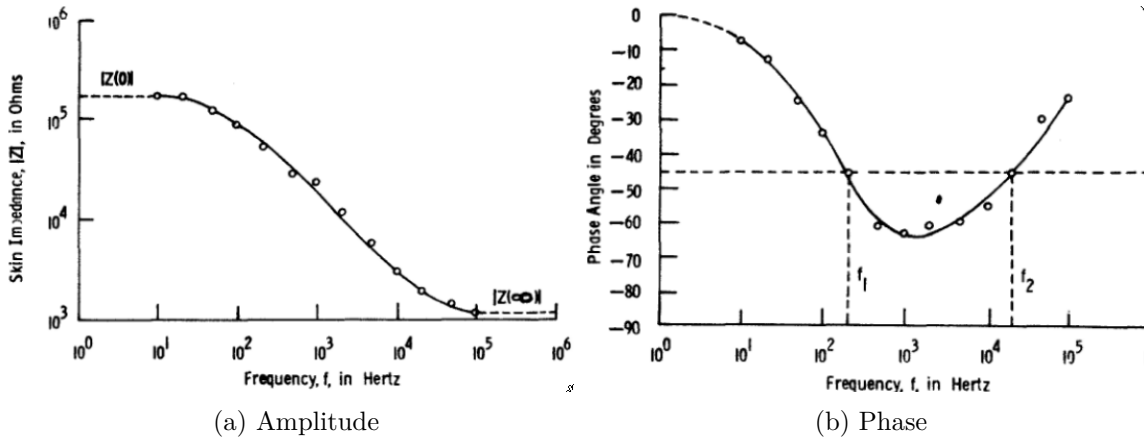


Figure 1.3 Impédance caractérisée dans [15]

Ce modèle constitue une approche intéressante mais n'est pas approprié dans le cadre de notre application, i.e. celui-ci n'est pas pertinent pour tenir compte des effets transitoires qui existent lors de l'analyse de l'impédance du tissu.

Dans [16], un modèle a été développé pour caractériser l'impédance de la peau à des fins de stimulation électrique utilisant des signaux rectangulaires. Ce modèle tient donc compte des paramètres qui varient dans le temps et des non-linéarités. Le modèle est composé de trois systèmes électriques en série, soit : l'interface électrode-électrolyte, l'interface électrode-peau et le tissu. La figure 1.4 illustre ces sous-systèmes en série.

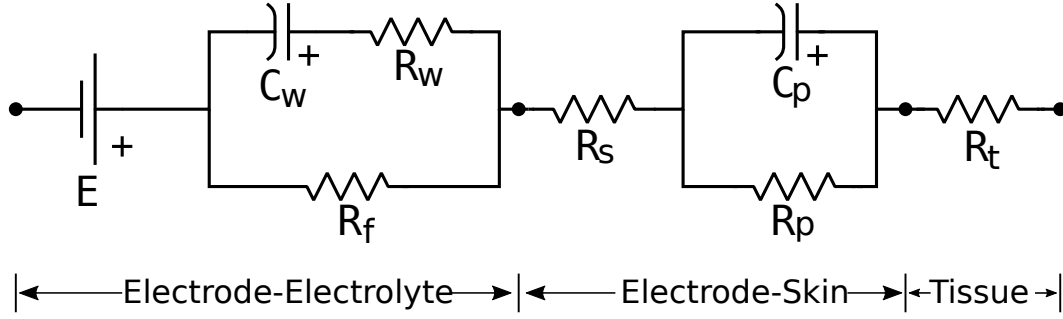


Figure 1.4 Modèle de la bioimpédance selon [16]

En général, dans la plupart des expériences réalisées avec des stimulateurs électriques de type FES, une approximation est faite et seule la composante résistive idéale est considérée en tant que paramètre lors de la conception [17][18], puisque la composante réactive n'a pas beaucoup d'influence sur les paramètres du circuit. Nous nous basons donc sur les données pré-établies dans la littérature en tant que paramètre de résistance des électrodes, ce qui correspond généralement à des valeurs entre $1k\Omega$ et $5k\Omega$.

De plus, nous utilisons aussi un modèle de premier ordre dans nos simulations, tel que dans [19]. Ce modèle est constitué par une résistance en série, i.e. la résistance du tissu, ainsi qu'une résistance en parallèle avec une capacité, qui modélisent les propriétés réactives de l'interface électrode-tissu. Ce modèle peut être observé sur la figure 1.5.

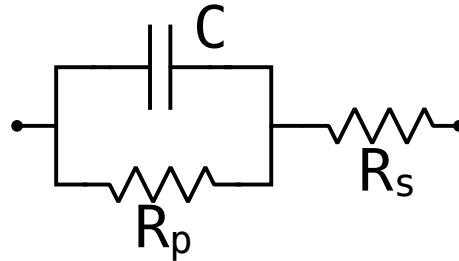


Figure 1.5 Modèle de premier ordre de l'impédance du tissu

En se basant sur la littérature, nous utilisons les paramètres suivants afin de calculer les composants du modèle de premier ordre :

- $C/S \approx 0.1nF/mm^2$
- $R_p \approx 10k\Omega$
- $R_s \approx 1 - 5k\Omega$

1.5 Objectifs de recherche

L'objectif principal consiste à élaborer un design d'appareil de stimulation électrique pour le traitement de la «OAB» et de l'incontinence. Le système proposé vise à être aussi compact que possible, énergétiquement efficace, autonome, sans fil et facile d'utilisation par un patient dans la vie de tous les jours ; ne nécessitant pas d'assistance médicale. Le système comprend la liste suivante de sous-modules permettant le fonctionnement qui sont représentés dans la figure 1.6 :

- Gestion de l'alimentation (batterie, convertisseurs SMPS)
- Système de communication (contrôleur Bluetooth, antenne)
- Système de contrôle (DAC, interrupteur analogique, microcontrôleur)
- Générateur d'impulsions
- Interface usager (externe à l'appareil)

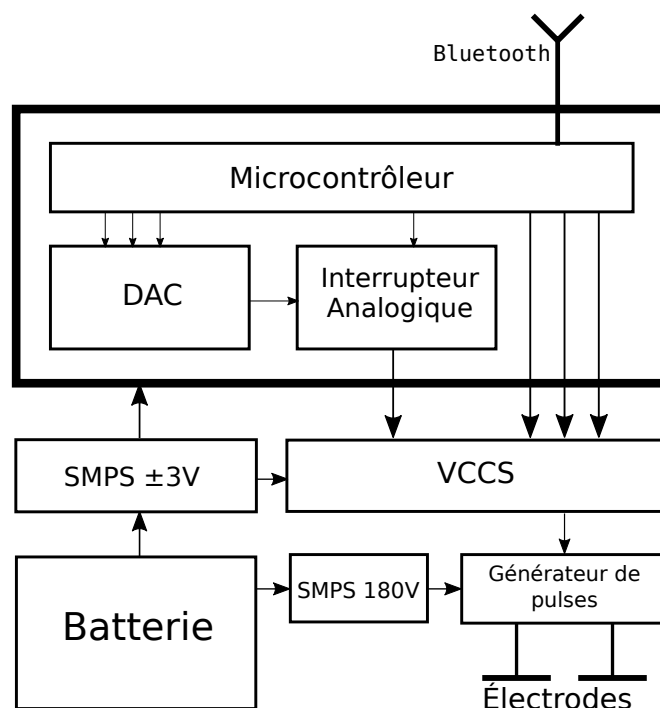


Figure 1.6 Schéma bloc de l'appareil proposé

Ce document est organisé en chapitres, de façon à voir séparément les concepts reliés à la conception des différents modules de cette liste et présente les résultats obtenus en simulation et lors de la mise en essai de l'appareil dans le dernier chapitre. Ce document vise aussi à expliquer la méthode et les étapes de la conception, en passant par l'analyse théorique,

la simulation à l'aide de logiciels de simulation, i.e. LTspice pour le circuit de gestion de l'alimentation et SPICE3 pour le générateur d'impulsions, et la mise en essai d'un prototype réel avec les étapes de fabrication sur PCB (printed circuit board). Le chapitre 2 consistera en une revue de littérature de différents systèmes avec leurs avantages et inconvénients. Le chapitre 3 expliquera en détails la conception des différents modules qui constituent le générateur d'impulsions. Le chapitre 4 expliquera les différents aspects reliés à la conception du circuit de gestion de l'alimentation et des différents modules nécessaires à l'obtention d'un système complet. Finalement, le chapitre 5 abordera la partie numérique, incluant un système de communication, un système de contrôle et l'interface usager.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Afin de réaliser un système de stimulation électrique fonctionnel avec des paramètres semblables à ce qui est visé dans le cadre de ce projet, plusieurs configurations de circuit ont déjà été faites et documentées. Cette partie passe en revue certaines de ces configurations jugées importantes.

Dans [19], les auteurs visent la stimulation électrotactile, i.e. sur le bout du doigt, avec de très petites électrodes, soit de 1mm de diamètre. L'impédance du tissu est beaucoup plus élevée que sur d'autres parties du corps, en raison de la faible taille de la région où l'électrode est appliquée et à cause de l'épaisseur élevée de la couche de peau externe dans cette région. C'est pourquoi ce design doit accommoder une tension de 800 V. Bien que cette tension soit supérieure à celle utilisée dans le cadre de ce projet, la configuration du circuit reste pertinente à analyser. Leur étage de sortie utilise des amplificateurs opérationnels PA85A qui permettent une tension d'alimentation élevée, soit 450 V maximum. Cependant, cela n'est pas assez pour générer la gamme complète de tensions qu'ils souhaitent utiliser, pouvant aller jusqu'à 800 V. Ils ont donc réglé ce problème en utilisant deux ampli-ops alimentés respectivement par 430V et -430V. Les deux ampli-ops forment une source de courant de Howland, en configuration maître-esclave, i.e. le courant est mesuré par la résistance R_s , et la rétroaction fait en sorte qu'ils obtiennent une tension proportionnelle à la tension d'entrée V_{in} aux bornes de cette résistance, tel que vu à la figure 2.1. Ils peuvent donc contrôler le courant dans cette résistance, et donc le courant dans la charge. Cependant, ce type de circuit ne peut pas être utilisé dans le cadre de notre projet, car la consommation des ampli-ops à haute tension utilisés est beaucoup trop élevée, i.e. maximum de 30 W à une température de 25°C. De plus, le circuit des auteurs de [19] permet seulement la stimulation monophasique, alors que la stimulation biphasique est requise. Ils décrivent cependant une méthode qui permettrait d'implémenter la stimulation biphasique avec leur configuration. Finalement, leur système complet a été conçu de façon à être alimenté par le réseau AC, ce qui constitue une différence importante avec le but de notre projet.

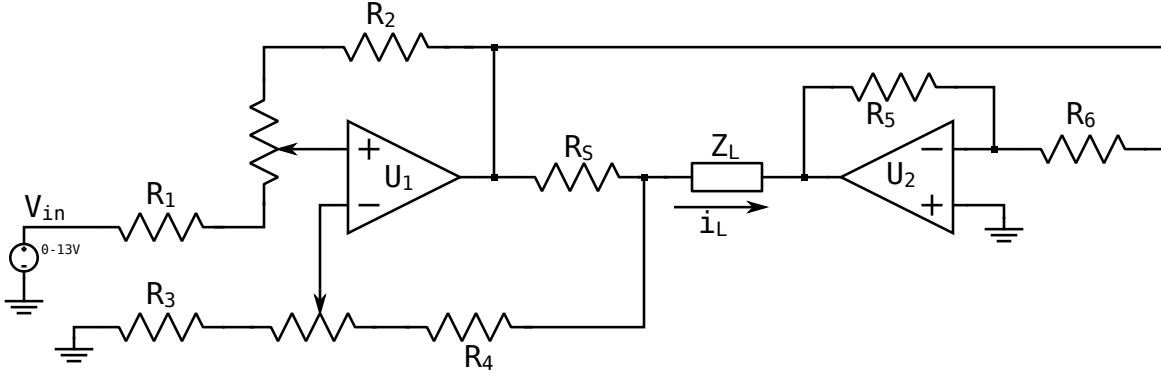


Figure 2.1 Configuration de circuit [19] : Configuration d'étage de sortie en pont maître-esclave. L'ampli-op maître (U_1) convertit la tension d'entrée en courant qui passe dans la charge Z_L et une tension de rétroaction est générée par la résistance R_5

Dans le projet de [20], les auteurs implémentent une configuration de stimulateur électrique en vue d'une neuroprothèse et visent à limiter la consommation d'énergie de la batterie qui alimente le système. Contrairement à plusieurs configurations, leur circuit n'utilise pas de circuit d'alimentation SMPS (switch-mode power supply) à haute tension, i.e. la tension de stimulation est générée de façon passive par l'étage de sortie, sans dédier un circuit pour cette fonction. L'utilisation d'un circuit d'alimentation demande une consommation de courant en permannence, ce qui dégrade la performance générale du circuit selon les auteurs. En appliquant directement la technique de transformation DC-DC à l'étage de sortie, les auteurs parviennent à éliminer le circuit d'alimentation. La figure 2.2 nous montre l'étage de sortie du circuit, qui contient un circuit semblable à un convertisseur DC-DC, avec un transformateur à trois enroulements. Le fonctionnement est semblable à celui d'une configuration « flyback », puisque l'enroulement principal L_P ne conduit jamais en même temps que l'un ou l'autre des enroulements secondaires $L_{1,2}$. L'énergie est emmagasinée dans L_P et lorsque le courant dans celui-ci atteint une valeur de référence I_{LO} , l'interrupteur M_P s'ouvre et le courant doit donc passer à travers un autre enroulement disponible. En utilisant les signaux numériques $V_{P1,2}$, ils arrivent donc à sélectionner quel chemin le courant prendra et ainsi choisir la polarité de l'impulsion de stimulation dans R_{body} . Lorsque la somme des courants dans tous les enroulements atteint zéro, l'interrupteur M_P peut être refermé pour le prochain cycle. En choisissant la valeur de I_{LO} de façon programmable, les auteurs s'assurent de pouvoir générer des impulsions d'amplitudes variables. Le désavantage de cette approche est que le transformateur à l'étage de sortie est généralement assez gros, ce qui peut constituer une contrainte en terme d'espace. De plus, il nécessite un transformateur à trois enroulements avec des paramètres

assez spécifiques, ce qui pourrait requérir la fabrication d'un transformateur personnalisé.

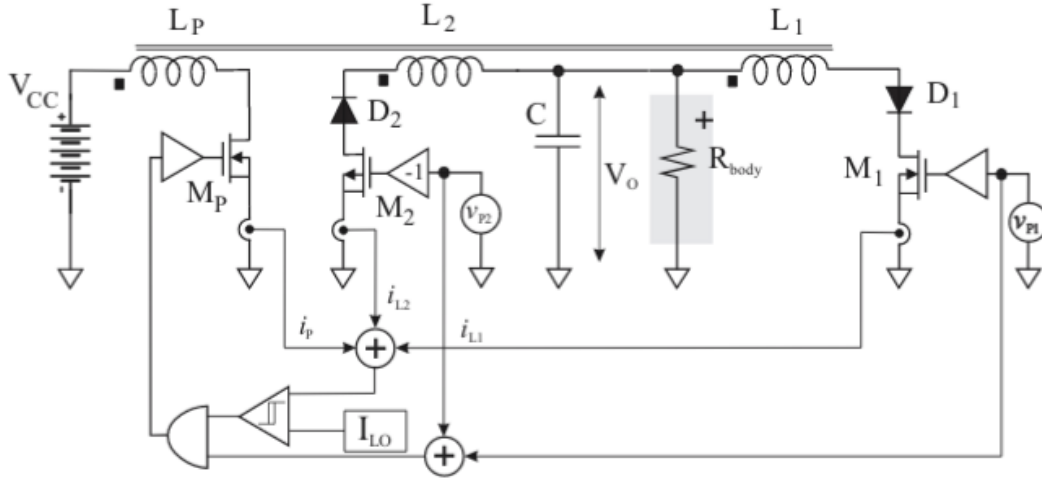


Figure 2.2 Configuration de circuit [20] : un transformateur à deux enroulements secondaires est utilisé dans l'étage de sortie. Le courant dans le primaire lors de la phase T_{on} est comparé avec une valeur programmable I_{LO} , ce qui permet d'obtenir des impulsions de courant proportionnelles à I_{LO} dans la charge R_{body} . La phase est déterminée en choisissant le chemin pris par le courant au moyen de $V_{<1,2>}$

Les auteurs de [17] développent un système pour une application de stimulation fonctionnelle, en vue de la récupération de fonctions motrices chez les patients handicapés. Ils utilisent un circuit d'alimentation à découpage pour atteindre des tensions assez élevées et le tout est contrôlable par ordinateur avec une interface utilisateur intéressante. Leur design est portable et alimenté par une batterie, en plus d'avoir plusieurs canaux. Quatre canaux au moins sont nécessaires pour le contrôle complet de la plupart des muscles visés tels que les biceps, triceps, etc. Comme nous pouvons voir sur la figure 2.3, le circuit utilise une configuration push-pull, couplé de façon optique et contrôlé par des signaux numériques. La tension de claquage des diodes zener fournit la tension de la base des transistors $Q_{N,P}$ et l'amplitude du courant de stimulation peut donc être choisie en ajustant les valeurs sur les potentiomètres P. Cette configuration n'offre pas l'avantage de pouvoir contrôler numériquement la valeur d'amplitude du courant de stimulation, ce qui est un inconvénient pratique. Le circuit d'alimentation a été réalisé avec des amplificateurs opérationnels et un transformateur spécialisé avec dix enroulements, avec deux enroulements pour chaque canaux, c'est-à-dire un total de huit enroulements secondaires de 360 tours, un enroulement primaire et un enroulement secondaire qui est utilisé pour la rétroaction.

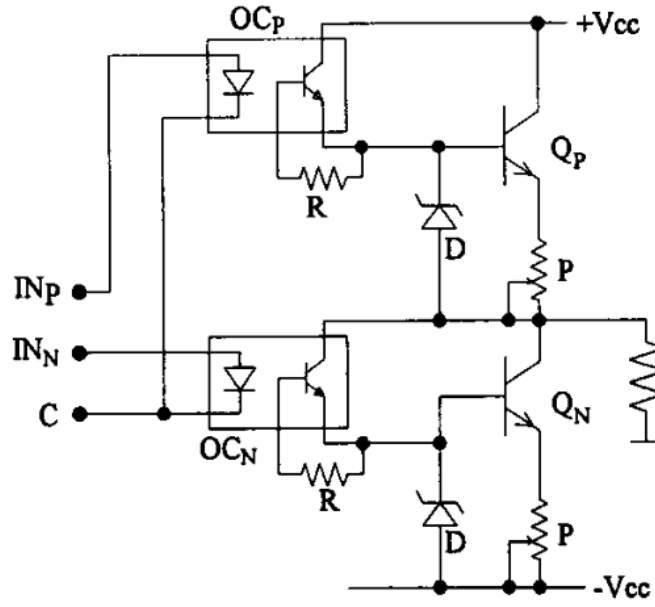


Figure 2.3 Étage de sortie [17] : source de courant en configuration « push-pull »

Il existe plusieurs projets qui comportent une architecture similaire en plusieurs parties, soit une source de courant, un convertisseur DC-DC et un circuit de contrôle, généralement utilisant un microcontrôleur et des composants de conversion numérique-analogique. Un exemple de ce type de système peut être trouvé dans [5], ou dans [18]. Dans de tels systèmes, quatre principaux paramètres sont utilisés pour les impulsions de stimulation : l'amplitude, la durée de l'impulsion, la fréquence, et la durée entre 2 impulsions de polarité inverse. Le tableau suivant, extrait de [5] donne un exemple de valeurs maximales et minimales pour ces paramètres, utilisées dans un systèmes de FES :

Tableau 2.1 Étendue des paramètres de stimulation (extrait de [5])

Paramètres	Minimum	Maximum
Fréquence (Hz)	5	100
Largeur d'impulsion (μ s)	10	500
Durée entre impulsions (μ s)	0	250
Amplitude (mA)	0	100

Dans le cas de [18], le but est d'utiliser les signaux myoélectriques (MES) dans le but de contrôler la stimulation. Les signaux myoélectriques sont des potentiels d'action produits par

les nerfs qui peuvent être amplifiés et mesurés afin de produire la contraction musculaire. Ces potentiels d'action peuvent être mesurés pour appliquer une stimulation lorsqu'un tel potentiel est détecté. Il est cependant mentionné que le signal de stimulation peut créer des erreurs sur le signal myoélectrique mesuré, c'est pourquoi il est nécessaire d'avoir une impédance élevée entre le circuit de stimulation et l'amplificateur de signaux myoélectriques [18]. Comme pour le circuit [5], l'architecture présentée dans [18] comprend une source de courant biphasique, des convertisseurs DC-DC et une interface de contrôle qui utilise un microcontrôleur, en plus d'un système de mesure des signaux myoélectriques. Dans [21], les auteurs ont utilisé un système de renforcement qui utilise les signaux myoélectriques comme entrée, afin de permettre la réhabilitation des extenseurs du poignet, permettant la prise de différents objets et l'accomplissement d'actions simples. La technique a été testée sur 5 différents sujets. Les résultats obtenus démontrent l'efficacité de cette technique pour la réhabilitation des poignets.

Dans ce chapitre, nous avons vu plusieurs architectures d'étages de sortie pour des circuits de TENS et/ou de stimulation fonctionnelle. Cependant les circuits que nous avons analysés ont certains inconvénients, soit des ampli-ops qui consomment une grande puissance, un transformateur dans l'étage de sortie qui requiert davantage d'espace ou une absence de contrôle numérique pour l'amplitude des impulsions. Dans le chapitre 3, nous verrons les différents aspects de la conception de notre étage de sortie.

CHAPITRE 3 GÉNÉRATEUR DE STIMULI

Le générateur de stimuli est la partie la plus importante du système de neurostimulation que nous présentons. Il a pour rôle d'acheminer l'énergie fournie par le circuit d'alimentation à la charge qui est constitué de la bioimpédance du tissu où sont placées les électrodes. Dans ce chapitre nous allons expliquer le processus de conception de notre générateur de stimuli, incluant la simulation, le choix des composants et l'implémentation sur circuit imprimé. Dans le chapitre 2, nous avons revu différentes architectures d'étages de sortie permettant d'implémenter un fonctionnement similaire à celui souhaité. Dans le cadre de ce projet, nous avons choisi d'adapter l'architecture présentée dans [5] et [18]. Bien que ces circuits soient utilisés dans le cadre de la réhabilitation (FES) clinique, nous appliquons les différents concepts utilisés dans ces publications à des fins de traitement de problèmes liés au syndrome OAB. Cela a pour effet de diminuer la tension maximale que les composants doivent traiter, i.e. 200 V contre 180 V, et le circuit ne requiert pas d'isolation entre le générateur et un système d'acquisition des signaux myoélectriques, puisqu'une telle mesure n'est pas utilisée dans notre projet. La tension de 180 V reste toutefois élevée puisque ce projet vise la conception d'un appareil avec une grande flexibilité au niveau de la fonctionnalité.

Le générateur d'impulsions complet comprend les circuits suivants : Une source de courant contrôlée par une tension (VCCS), un multiplexeur à deux canaux qui permet l'inversion de l'impulsion biphasique envoyée à la charge et un circuit de recharge pour les condensateurs qui emmagasinent l'énergie à acheminer à la charge. Le circuit présenté dans cette section a des caractéristiques similaires à celui de [18], et est basé sur la même architecture. Nous allons expliquer les différents modules individuellement dans les sections à venir.

Tout d'abord nous établissons les spécifications afin d'avoir des paramètres de conception. Ces paramètres ont été choisis en se basant sur des valeurs issues de la littérature, et en visant à obtenir une bonne flexibilité au niveau de l'étendue des spécifications de l'appareil. Des standards internationaux peuvent être trouvés en se basant sur la norme IEC-60601-2-10.

Nous considérons donc les valeurs suivantes :

Tableau 3.1 Spécifications pour le générateur de stimuli

Paramètre	Description	Valeur
Z_e	impédance du tissu	$1k\Omega - 5k\Omega$
$t_{\text{pulse-max}}$	durée de l'impulsion	$500 \mu\text{s}$
f_{max}	fréquence maximale	200 Hz
I_{max}	courant maximal à une charge de $1k\Omega$	100 mA

où Z_e est l'impédance entre les deux électrodes, $t_{\text{pulse-max}}$ est la largeur d'impulsion maximale, f_{max} est la fréquence maximale et I_{max} est le courant maximal spécifié pour une charge de $1k\Omega$. Ces valeurs sont nécessaires afin de calculer la puissance qui devra être reçue par le générateur d'impulsion et sont donc essentielles pour le chapitre qui explique la conception du circuit d'alimentation. La puissance nécessaire peut être calculée de la façon suivante :

$$P_{in} = \|Z_e\| (I_{max})^2 (t_{pulse-max}) (f_{max}) = (1k\Omega)(100mA^2)(500\mu s)(200Hz) = 1W \quad (3.1)$$

Afin de pouvoir atteindre le but souhaité, nous devons donc fournir une puissance d'au moins 1 W au circuit de générateur d'impulsions.

3.1 Source de courant

Pour implémenter la source de courant requise, nous pouvons procéder de la façon suivante, tel que montré à la figure 3.1.

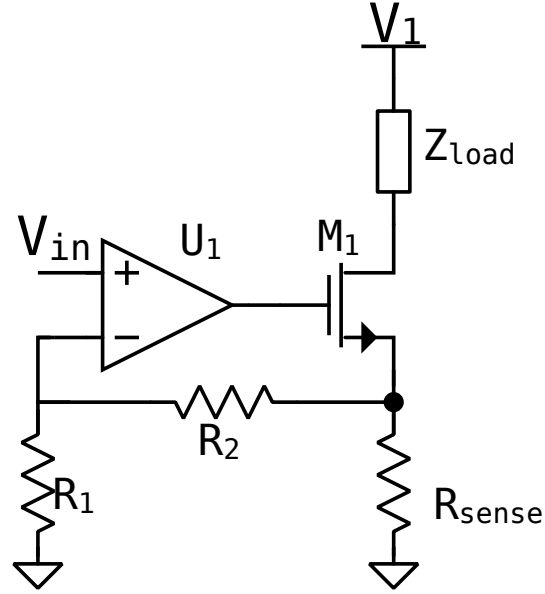


Figure 3.1 Source de courant simple

Le transistor M_1 sert à transformer la tension d'entrée V_{in} en un courant proportionnel. Les résistances R_1 et R_2 permettent de contrôler l'équation de rétroaction en régime permanent de la façon suivante :

$$V_{sense} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{in} \quad (3.2)$$

En sélectionnant R_{sense} , on peut choisir le courant de sortie de notre source de courant et celui-ci sera proportionnel à la tension d'entrée :

$$I_{load} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{V_{in}}{R_{sense}} \quad (3.3)$$

Ensuite, puisque le circuit doit fonctionner avec deux alimentations, nous pouvons modifier le circuit de la façon suivante, afin d'avoir une source de courant pour une charge qui est alimentée par deux sources de tension, comme on peut le voir sur la figure 3.2.

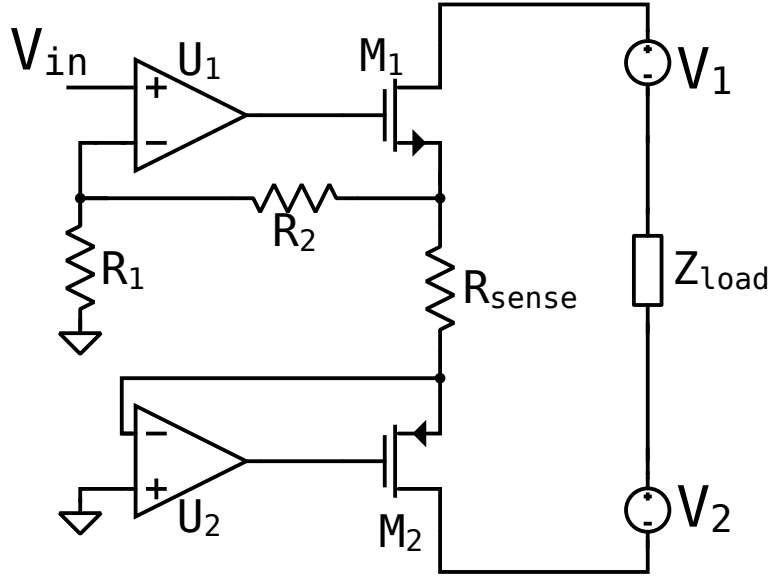


Figure 3.2 Source de courant à double alimentation

Ici, nous avons que grâce à la rétroaction, respectivement pour U_1 et pour U_2 , les tensions aux sources de M_1 et de M_2 sont proportionnelles à V_{in} et à $0V$. L'effet des transistors MOSFET en saturation permet une grande étendue de valeurs pour la tension au drain du transistor, qui a pour effet de donner la même étendue de valeur possibles aux bornes de la charge Z_{load} . Le courant qui passe dans Z_{load} est le même que celui de R_{sense} , la valeur de tension aux bornes de Z_{load} sera égale à

$$V_{load} = Z_{load} I_{sense} \quad (3.4)$$

3.2 Inverseur de phase

Grâce au circuit de la section 3.1, nous pouvons acheminer n'importe quelle valeur de courant positive dans une charge variable, pourvu que les transistors restent en saturation, mais nous ne pouvons pas inverser ce courant, c'est-à-dire avoir une valeur négative. Cette fonctionnalité est cependant nécessaire, tel que mentionné dans la section 1.1.2. Une des façons possibles d'arriver à implémenter cette fonctionnalité est d'ajouter un multiplexeur aux bornes de Z_{load} (voir figure 3.2). Le circuit de la figure 3.3 montre l'architecture du multiplexeur analogique réalisé, qui a été conçu avec des composants discrets. Ce circuit constitue en fait la charge Z_{load} de la figure 3.2.

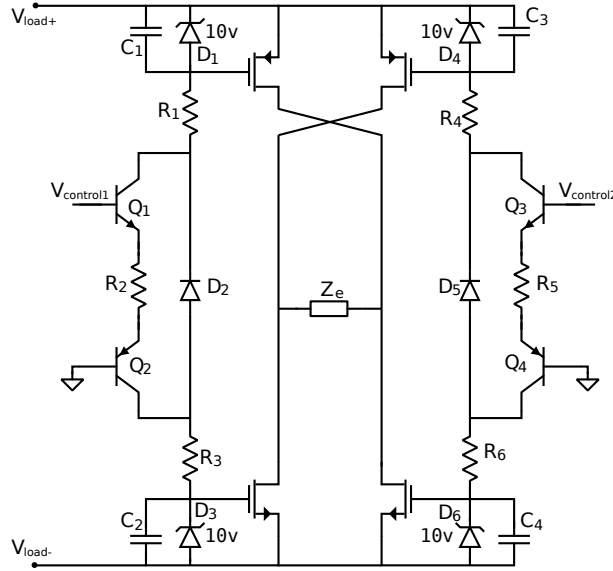


Figure 3.3 Inverseur de phase

Le circuit fonctionne de la façon suivante : lorsqu'une tension de contrôle est appliquée aux paires de transistors $Q_{1,2}$ ou $Q_{3,4}$, un faible courant polarise les transistors bipolaires, ce qui a pour effet de permettre le passage du courant dans les paires de condensateurs $C_{1,2}$ ou $C_{3,4}$. Ceux-ci pourront donc se charger. La vitesse à laquelle ils se chargent sera déterminée par les résistances R_{1-6} . Lorsque les condensateurs respectifs sont chargés jusqu'à une valeur plus grande que la tension de seuil des transistors MOSFET M_{1-4} , nous avons les branches constituées de $M_{1,2}$ et $M_{3,4}$ qui pourront être activées individuellement, permettant ainsi le passage du courant dans les deux sens de la charge. Les diodes $D_{2,5}$ sont utilisées pour donner un chemin de décharge aux condensateurs C_{1-4} entre chacun des cycles d'opération du circuit. Les diodes zener $D_{1,3,4,6}$ permettent de limiter la tension V_{gs} des transistors MOSFET afin de protéger le circuit.

Si la tension de contrôle $V_{control1}$ est activée, les condensateurs $C_{1,2}$ se chargent et le chemin M_1 - électrodes - M_2 est activé. Si la tension de contrôle $V_{control2}$ est activée, les condensateurs $C_{3,4}$ se chargent et le chemin M_3 - électrodes - M_4 est activé.

On peut noter que ce multiplexeur analogique pourrait être étendu afin d'offrir plusieurs canaux de stimulation biphasique, e.g. un multiplexeur à 4 canaux offrirait 2 canaux de stimulation biphasiques.

3.3 Circuit de recharge

Les deux sources de tension utilisées dans le circuit de la figure 3.2 servent à l'élaboration d'un premier modèle théorique. Cependant, il n'est pas pratique de devoir fournir ces tensions idéales dans le circuit représenté. Nous utilisons donc la stratégie suivante : nous remplaçons ces sources de tension idéales par des condensateurs. Ces condensateurs peuvent être déchargés afin de fournir le courant nécessaire au circuit de stimulation. Puis ils peuvent être rechargés entre chacun des cycles. Un circuit supplémentaire est nécessaire pour acheminer la charge à ces condensateurs pendant la période de repos lors de la stimulation. Ce circuit est montré à la figure 3.4.

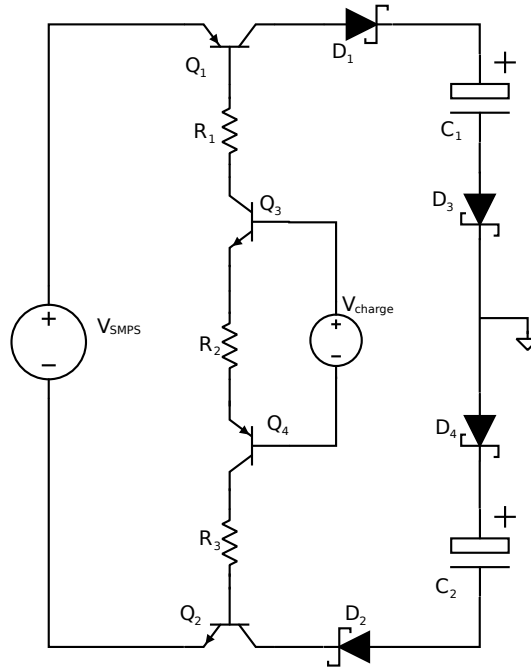


Figure 3.4 Circuit de recharge

Le fonctionnement du circuit est le suivant : la tension V_{smps} est générée par le circuit d'alimentation, tel qu'expliqué au chapitre 4. Les condensateurs C_1 et C_2 correspondent aux sources de tension V_1 et V_2 de la figure 3.2. Nous réalisons un réseau d'interrupteurs grâce aux transistors Q_{1-4} , de sorte que la recharge des condensateurs puisse être activée par une tension de contrôle, V_{charge} . Les valeurs des résistances R_{1-3} permettent de contrôler la constante de temps pour la recharge des condensateurs. Les diodes $D_{3,4}$ servent à bloquer le passage du courant dans le sens inverse, i.e. cette maille du circuit peut seulement être utilisée pour la charge des condensateurs et non pour la décharge, puisque la décharge doit se faire dans la

résistance associée aux électrodes de stimulation.

Le circuit de la figure 3.5 nous montre la source de courant complète, telle que conçue, simulée et implémentée. Quelques additions supplémentaires peuvent être constatées par rapport à ce qui a été discuté dans la section 3.1. Premièrement, les sources de tension V_1 et V_2 ont été remplacées par les condensateurs C_1 et C_2 .

Le comportement de la source de courant ne varie significativement pas si les condensateurs ne se déchargent pas plus que d'un certain pourcentage, ou que leur tension ne descend pas en bas d'une valeur minimale. Cette valeur est telle que les transistors $M_{1,2}$ ne seront plus en saturation si les condensateurs se déchargent assez. Pour ce circuit nous avons utilisé les transistors MOSFET ZVN4525E6 et ZVP4526E6. Nous avons mesuré la tension $V_{ds,on}$ lors d'une simulation, et nous avons obtenu une valeur autour de 0.5 V à 100 mA, i.e. le transistor est en saturation au dessus de cette valeur. Nous pouvons donc calculer la valeur minimale à respecter pour la tension aux bornes de $C_{1,2}$, afin que le circuit reste dans sa région d'opération en tant que source de courant constante. En appliquant la loi des mailles, nous avons :

$$V_{C1} > V_{ds1,on} + \frac{1}{2}I_e Z_e + I_e R_s = 0.5 + \left(\frac{1}{2}100mA \cdot 1k\Omega\right) + (100mA \cdot 20\Omega) = 52.5V \quad (3.5)$$

$$V_{C2} > -V_{ds2,on} + \frac{1}{2}I_e Z_e = 0.5 + \left(\frac{1}{2}100mA \cdot 1k\Omega\right) = 50.5 \quad (3.6)$$

On peut calculer la chute de tension qu'on obtient au bout d'un cycle de stimulation. Cette valeur dépend de la quantité de charge qui sera fournie par le condensateur lors d'un cycle et de la valeur C du condensateur. Si nous choisissons une valeur de $C = 4.7\mu F$, nous avons :

$$\Delta V_C = (t_p + t_n) \frac{I_e}{C_{1,2}} = (1000\mu s) \frac{100mA}{4.7\mu F} = 21.28V \quad (3.7)$$

Nous avons donc une chute de tension dans le cas extrême égale à 21.28 V. Puisque les condensateurs sont initialement chargés à des valeurs de ± 90 V, cela signifie qu'à la fin d'un cycle les condensateurs seront encore chargés à environ 70 V. Puisque la condition minimale pour rester en région d'opération est de 52.5 et 50.5 pour C_1 et C_2 respectivement, nous sommes certains d'avoir vérifié la condition, i.e. la source de courant fonctionne de façon normale selon les spécifications établies. On constate aussi l'ajout des circuits constitués de R_5 , C_4 et D_1 , ainsi que R_6 , C_5 et D_2 . Ces composants implémentent des circuits de décalage de tension. Il sont nécessaires si on veut profiter au maximum de la tension de sortie que

les ampli-ops sont capables de fournir. Puisque cette tension est égale à $V_{dd} = 3V$, nous ne pourrions donc pas avoir une tension de 3V aux bornes de R_s , à cause de la tension de polarisation V_{gs} qui est nécessaire pour les transistors M_1 et M_2 . L'amplificateur est capable de fournir 3V à la grille de M_1 et -3V à la grille de M_2 . Les transistors MOSFET utilisés ont une tension de seuil qui varie entre 0.8 et 2V, donc selon la loi des mailles, nous avons :

$$V_{g1} - V_{gs1} - V_{Rs} - V_{gs2} - V_{g2} = 0 \quad (3.8)$$

En prenant le pire cas possible, où $V_{gs1} = V_{gs2} = 2V$, et en remplaçant V_{g1} et V_{g1} par 3 V et -3 V respectivement, soit les valeurs de tension maximales que les ampli-ops peuvent fournir, nous obtenons $V_{Rs-max} = 2$, indépendamment de la valeur V_{in} de la tension d'entrée. La source de courant ne peut donc pas bien fonctionner dans cette condition, car elle ne peut pas utiliser efficacement toute la marge fournie par la tension d'entrée, i.e. la source de courant sature.

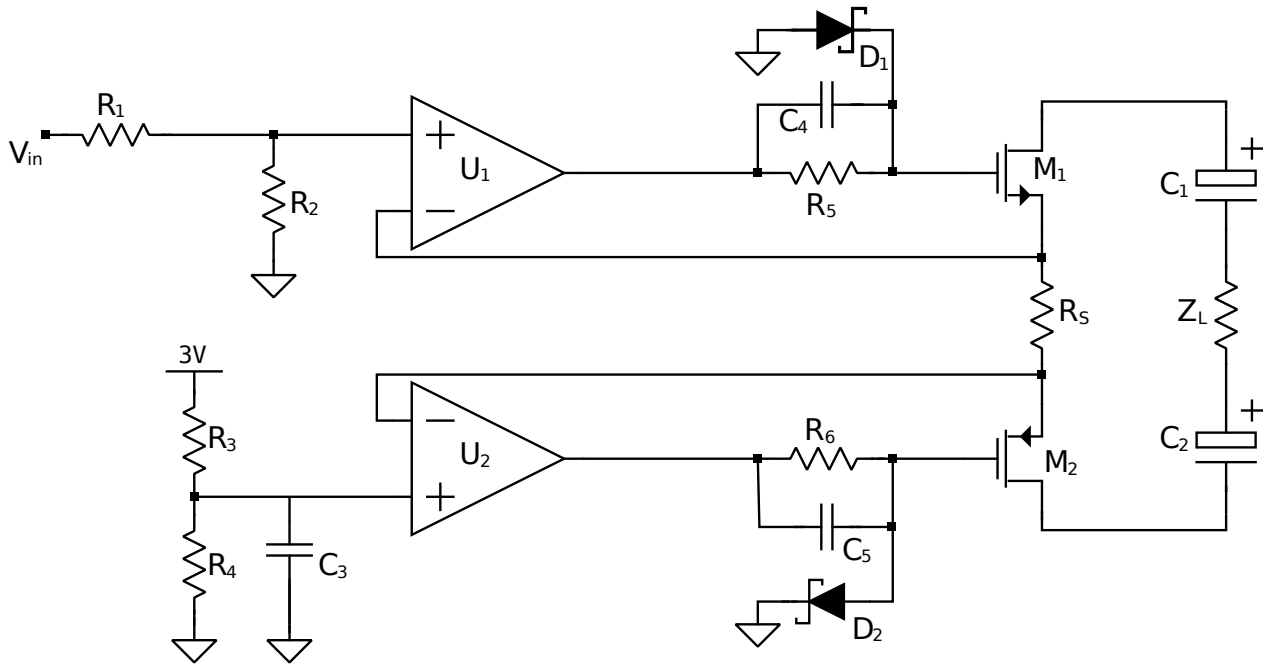


Figure 3.5 Source de courant complète

Le circuit de décalage de tension fonctionne de la façon suivante : Pour le cas de U_1 , par exemple, lorsque le signal V_{in} est sur un niveau haut, la rétroaction fait en sorte que l'ampli-op génère un signal de sortie positif et lorsque le signal est nul, l'ampli-op sature négativement. Puisque la tension négative maximale est de -3V, cela a pour effet de charger le condensateur

C_4 à une valeur de 3V, i.e. la grille de M_1 a un décalage de 3V par rapport à la sortie de l'ampli-op. La diode D_1 permet au condensateur de se charger, mais l'empêche de se décharger. Alors lorsque la tension à la sortie de U_1 redevient positive, la tension à la grille de M_1 continue à être égale à la tension de sortie de U_1 , à laquelle s'ajoute la tension emmagasinée dans le condensateur C_4 . Nous savons donc que la tension de polarisation de M_1 peut prendre des valeurs situées entre 0 et 6V et de façon réciproque, la tension à la sortie de U_2 prend des valeurs de -6 à 0V. Si nous n'utilisons pas cette stratégie, la tension sera située entre -3V et 3V pour M_1 et M_2 , limitant donc la plage d'opération du circuit.

3.4 Composants utilisés

Pour ce circuit, nous avons utilisé diverses composants électroniques disponibles chez des fournisseurs comme Digi-key. Ces composants sont montrés dans le tableau 3.2.

Tableau 3.2 Semiconducteurs utilisés dans le générateur d'impulsions

Composant	Modèle
U1,U2	tlv2773
D4,D5	B0540
M1,M5,M6	ZVN4525e6
M2,M3,M4	ZVP4525e6
D1,D2,D11,D13,D3,D6	BAV3004W
D7,D8,D9,D10	BZT52C10
Q2,Q4,Q7,Q8	MMTA42
Q1,Q3,Q5,Q6	MMTA92

Les composants U_1 et U_2 sont des amplificateurs opérationnels qui partagent un même emballage, ce qui réduit le nombre de composants nécessaire sur le circuit imprimé. Ils peuvent être alimentés à une tension maximale de 7V ; nous utilisons 6V obtenus à partir de deux rails d'alimentation de 3V, positif et négatif. L'alimentation sera vue plus en détails dans le chapitre 4. La vitesse de balayage de la tension de sortie est élevée, i.e. 10.5 V/ μ s et la bande passante est élevée, i.e. 5.1 MHz. Nous traitons donc l'ampli-op comme idéal pour la plupart de notre analyse, sauf au niveau des pertes où celles-ci sont prises en compte dans le calcul de l'efficacité.

3.5 Implémentation complète

Cette section vise à clarifier la mise en commun des différents modules vus dans cette section, soit la source de courant, l'inverseur de phase et le circuit de recharge, ainsi que de les mettre en contexte par rapport aux circuits décrits dans les sections suivantes. Un schéma complet du générateur de stimuli, incluant tous les circuits, i.e. source de courant, inverseur de phase et circuit de recharge peut être vu à la figure 3.6. On peut y voir comment sont interconnectés les différents modules décrits précédemment. Dans le chapitre 4, nous verrons comment nous arrivons à générer la source de tension V_{SMPS} à partir d'une pile et dans le chapitre 5, nous décrirons le fonctionnement des circuits générant les signaux de contrôle $V_{\text{control}<1,2>}$, V_{charge} et V_{in} .

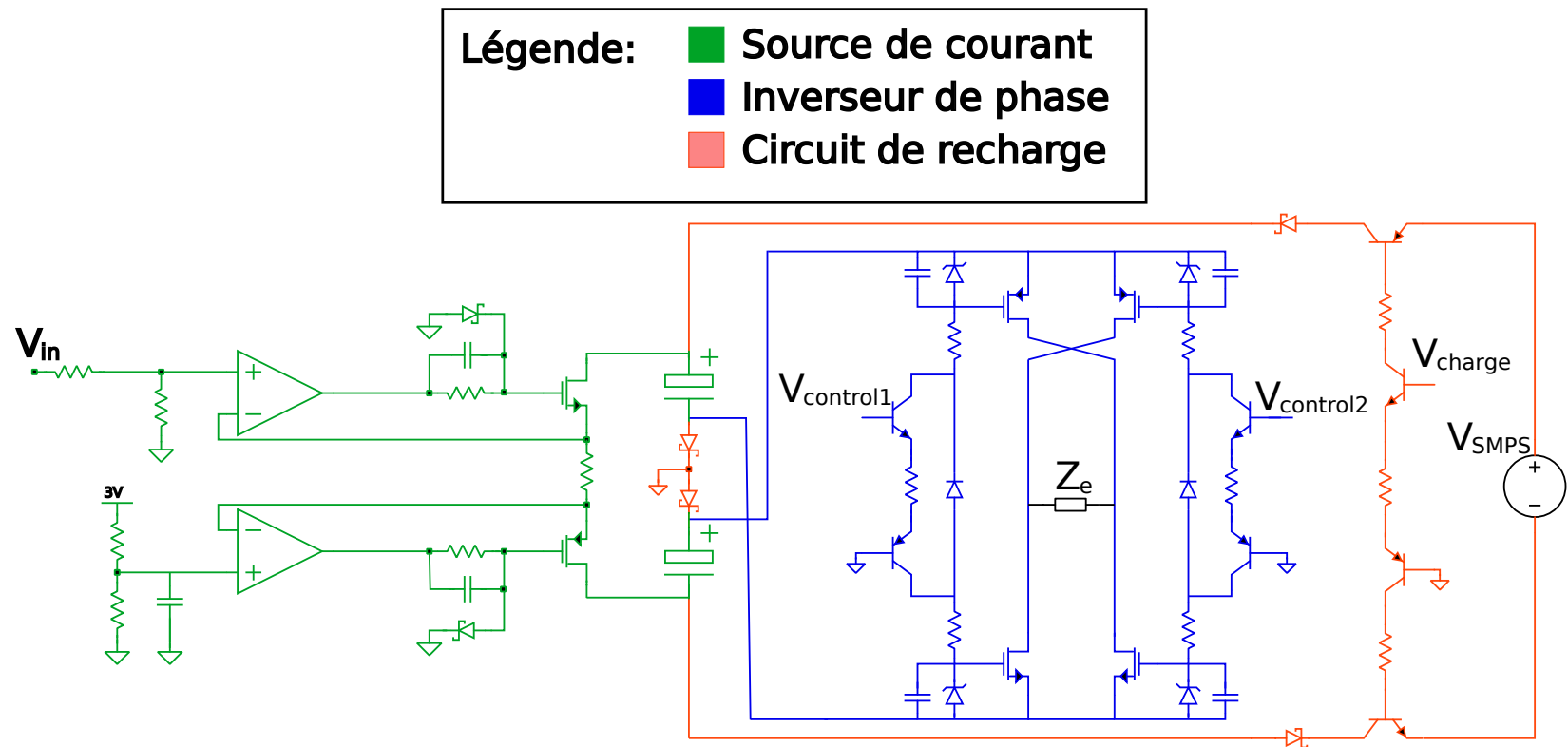


Figure 3.6 Générateur de stimuli complet

CHAPITRE 4 CIRCUIT D’ALIMENTATION

Après avoir revu les différents éléments nécessaires lors de la conception d’un appareil TENS, nous en avons conclu qu’il était nécessaire de considérer les différentes possibilités pour la conception de notre circuit d’alimentation. Puisque nous travaillons à partir d’une pile comme source de tension, il sera nécessaire d’obtenir une source de tension plus élevée. Nous allons donc comparer les différents types de circuit habituellement utilisés dans la pratique, et justifier le type de circuit que nous utiliserons selon les caractéristiques établies.

Il existe deux principales techniques de conversion DC-DC. Il y a les régulateurs linéaires et les convertisseurs à interrupteur (SMPS).

Les régulateurs linéaires sont intéressants de par leur simplicité. Ils sont conçus en utilisant un composant dont la résistance peut changer en fonction d’une tension d’entrée, i.e. un transistor et cette tension est ajustée à l’aide d’un contrôleur qui prélève la tension de sortie, par une boucle de rétroaction négative. Ils ont l’avantage de ne pas produire une grande quantité de bruit, puisque leurs composants ne sont pas utilisés comme des interrupteurs. Cependant, ils ont des limitations importantes pour notre application. Premièrement, leur efficacité est moins bonne que celle des SMPS, car il y a irrémédiablement une chute de tension entre l’entrée et la sortie. Deuxièmement, ce type de régulateur ne permet pas d’obtenir une tension plus élevée que la tension d’entrée, ce qui limite ses applications.

Les convertisseurs à interrupteur remédient à ces problèmes, car au lieu d’être dans la région de conduction, le transistor est utilisé comme un interrupteur. Cela limite les pertes de dissipation dans le transistor. En théorie, ces pertes sont présentes seulement lors des interruptions, ce qui représente une faible fraction de l’utilisation. Le transistor a donc essentiellement deux états possibles : en mode court-circuit, ou en mode circuit ouvert. Pour un transistor MOSFET, cela équivaut respectivement à la zone de saturation et à la zone de coupure. Nous avons donc une dissipation qui serait nulle si l’interrupteur était idéal, puisque celui-ci n’a aucune chute de tension à ses bornes lorsqu’il agit comme un court-circuit et aucun courant lorsqu’il est en circuit ouvert. Il sera donc pertinent de chercher à utiliser un composant avec des paramètres les plus proches d’un interrupteur idéal, comme nous allons voir dans les sections suivantes.

4.1 Différentes topologies

Le principe de fonctionnement d'un SMPS est le suivant : En utilisant un interrupteur, l'énergie est emmagasinée dans des composants réactifs de façon cyclique. En contrôlant le ratio entre la période d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur, nous pouvons contrôler la quantité d'énergie transférée par unité de temps et faire en sorte que l'énergie fournie soit la même que l'énergie consommée par la charge lorsque le circuit arrive en régime permanent. Puisque les SMPS sont généralement des circuits qui servent à produire une source de tension, nous retrouvons habituellement un condensateur à la sortie, ce qui permet de maintenir la tension de sortie grâce à l'énergie qu'il emmagasine sous forme de charge.

Parmi les types de circuits SMPS, il existe trois architectures de base qui sont fréquemment utilisées : « buck », « boost » et « buck-boost ». Cette section tentera d'expliquer le raisonnement nécessaire au choix d'une topologie, et ce choix sera justifié dans la section suivante.

4.1.1 Buck

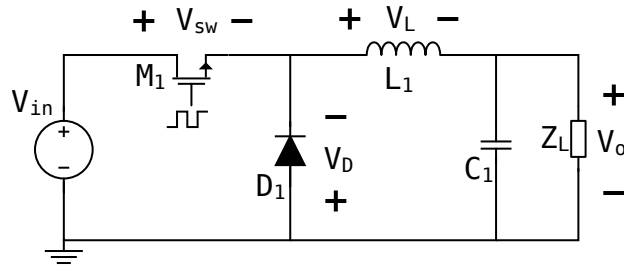


Figure 4.1 Topologie « buck »

Comme les autres circuits SMPS, la configuration « buck » fonctionne en deux phases distinctes, que nous pouvons appeler T_{on} et T_{off} . Lors de T_{on} , on applique un signal à la grille de M_1 de sorte que celui-ci conduit. On a donc la tension suivante aux bornes de l'inductance pendant cette partie du cycle :

$$V_L = V_{in} - V_{sw} - V_o \quad (4.1)$$

Le courant dans l'inductance va donc grimper, pendant la période T_{on} , comme suit :

$$\Delta I_{on} = \frac{V_L T_{on}}{L} = \frac{(V_{in} - V_{sw} - V_o) T_{on}}{L} \quad (4.2)$$

Pour la période T_{off} , le courant initial est le même qu'à la toute fin de T_{on} , i.e. aucune discontinuité pour le courant qui traverse l'inductance, mais il passe cette fois-ci par la boucle constituée de D_1 , L_1 et C_1 en parallèle avec Z_L , puisque le M_1 est ouvert. Nous avons donc la tension suivante aux bornes de l'inductance :

$$V_L = -V_D - V_o \quad (4.3)$$

Le signe négatif de cette valeur de tension s'explique par le fait que l'inductance doit fournir la tension nécessaire pour continuer à passer le même courant au moment de la commutation. Nous aurons donc la variation de courant suivante pendant le cycle T_{off} :

$$\Delta I_{off} = \frac{V_L T_{off}}{L} = \frac{(-V_D - V_o) T_{off}}{L} \quad (4.4)$$

En régime permanent, le circuit est à l'équilibre, et donc la variation de courant lors d'un cycle total $T = T_{on} + T_{off}$ est nulle. On a donc :

$$\Delta I_{on} + \Delta I_{off} = 0 \quad (4.5)$$

$$\Delta I_{on} = -\Delta I_{off} \quad (4.6)$$

$$(V_{in} - V_{sw} - V_o) T_{on} = (V_D + V_o) T_{off} \quad (4.7)$$

À partir de cette équation, on trouve le duty cycle, $D = \frac{T_{on}}{T}$:

$$D = \frac{V_o + V_D}{V_{in} + V_D - V_{sw}} \quad (4.8)$$

4.1.2 Boost

La topologie « boost » peut être analysée de la même façon que la topologie « buck ». Comme on peut le voir à la figure 4.2, le circuit « boost » peut être considérée comme une reconfiguration du « buck » avec les positions des éléments interchangeés. Il fonctionne de la façon suivante : lors de la période T_{on} , le courant passe dans l'interrupteur M_1 et cela a pour effet de charger l'inductance L_1 . Lors de l'ouverture de l'interrupteur et pour la période T_{off} une tension inverse est induite par L_1 afin de conserver le courant constant à cet instant précis, ce qui a pour effet de charger le condensateur C_1 avec une tension supérieure à la tension d'entrée.

Après avoir appliqué les propriétés de l'inductance sur le circuit en régime permanent de façon similaire aux calculs de la section précédente que nous n'élaborerons cette fois-ci pas en détails, nous obtenons la valeur suivante pour le duty cycle D :

$$D = \frac{V_o + V_D - V_{in}}{V_o + V_D - V_{sw}} \quad (4.9)$$

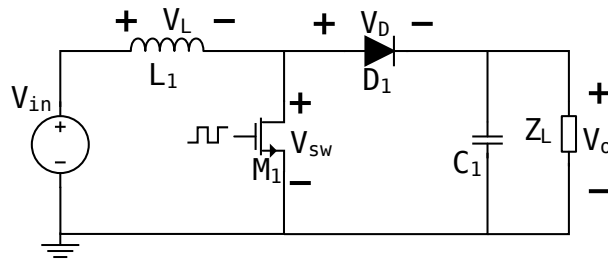


Figure 4.2 Topologie « boost »

4.1.3 Buck-boost

Le circuit « buck-boost » de la figure 4.3 est la troisième et dernière configuration importante de circuit SMPS inductif. Il est un peu différent des deux précédents, puisqu'il inverse la tension d'entrée.

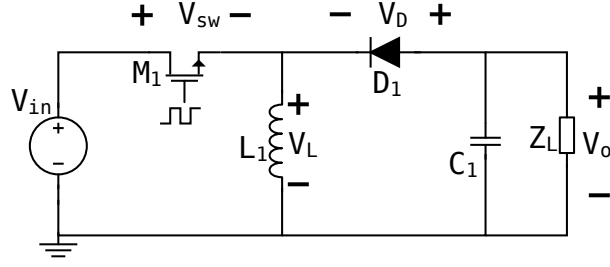


Figure 4.3 Topologie « buck-boost »

Pendant la période T_{on} du cycle lorsque l'interrupteur est fermé, nous avons la tension suivante aux bornes de l'inductance :

$$V_L = V_{in} - V_{sw} \quad (4.10)$$

Pendant la période T_{off} du cycle lorsque l'interrupteur est ouvert, nous avons la tension suivante aux bornes de l'inductance :

$$V_L = V_o - V_D \quad (4.11)$$

En utilisant la propriété de l'inductance et sachant que l'intégrale du courant sur un cycle doit être nulle en régime permanent, nous obtenons :

$$(V_{in} - V_{sw})T_{on} = (-V_o + V_D)T_{off} \quad (4.12)$$

On peut donc trouver le duty cycle $D = \frac{T_{on}}{T}$:

$$D = \frac{V_o - V_D}{V_o - V_{in} + V_{sw} - V_D} \quad (4.13)$$

4.2 Conception du circuit « flyback »

À cause des différentes raisons expliquées dans la section précédente, nous avons choisi l'implémentation d'une architecture de type « flyback » afin de constituer le circuit d'alimentation SMPS. Une implémentation simple d'un circuit « flyback » peut être vue sur la figure 4.4.

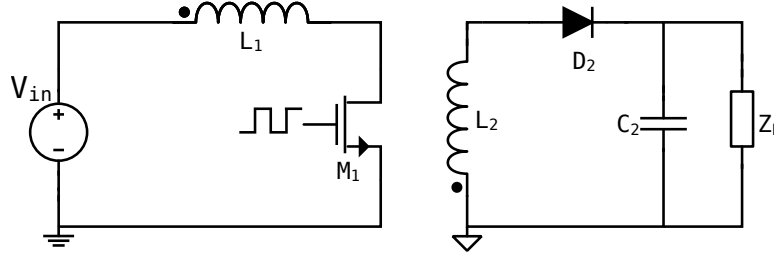


Figure 4.4 « Flyback » simple

Le circuit « flyback » est en fait une variation de la configuration « buck-boost » et fonctionne exactement de la même façon que celle-ci. Comme dans le cas du « buck-boost », le « flyback » a à la fois des courants discontinus à l'entrée et à la sortie. La différence est qu'il utilise des inductances couplées (L_1 et L_2). Ces inductances couplées constituent ce qu'on appelle le transformateur « flyback », bien que celui-ci n'agisse pas directement en tant que transformateur, puisque les deux enroulements ne s'activent jamais en même temps. À première vue, le courant qui passe dans L_1 n'aura pas de chemin à suivre lorsque l'interrupteur M_1 va s'ouvrir après la première partie du cycle. Cependant, le couplage entre L_1 et L_2 rend la chose possible. Nous pouvons expliquer le fonctionnement grâce à la loi de Faraday à plusieurs enroulements :

$$V_p = -N_p \frac{d\Phi}{dt} \text{ et } V_s = -N_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.14)$$

où N_p et N_s sont le nombre de tours au primaire et au secondaire respectivement. Bien que les tensions au primaire et au secondaire soient toujours proportionnelles l'une à l'autre, les courants n'ont pas besoin de l'être et la configuration du circuit fait en sorte que seulement un des deux enroulements conduit à la fois. La seule chose qui ne change jamais est que la somme pondérée des courants dans tous les enroulements ne peut varier instantanément, puisque le flux magnétique dans le coeur magnétique, commun à tous les enroulements ne peut pas varier instantanément et que

$$\Phi = \Phi_p + \Phi_s \quad (4.15)$$

où Φ_p et Φ_s représentent les contributions respectives au flux magnétique des enroulements primaire et secondaire :

$$\Phi_{<s,p>} = \frac{L_{<s,p>} I_{<s,p>}}{N_{<s,p>}} \quad (4.16)$$

Nous pouvons transférer l'énergie du primaire au secondaire périodiquement en utilisant l'interrupteur M_1 .

Lorsque celui-ci est fermé et qu'on néglige la chute de tension dans le transistor, nous avons une tension de V_{in} aux bornes de l'enroulement primaire et une tension reflétée de $V_{in} \frac{N_s}{N_p}$ au secondaire, en suivant la convention de la polarité illustrée sur la figure 4.4. Il est très difficile pour le secondaire de conduire dans ce cas, à cause de la polarité inverse de la diode de redressement D_1 , mais très facile au primaire à cause de l'interrupteur fermé. Le courant emprunte donc le chemin offrant la plus faible résistance, et passe seulement dans le primaire, où la résistance est négligeable.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, le flux total dans le coeur magnétique est préservé et la somme pondérée de tous les courants dans tous les enroulements doit donc aussi être préservée. Les deux chemins possibles sont donc l'interrupteur ouvert du côté primaire et la diode polarisée de façon directe du côté du secondaire. Ainsi, la totalité du courant prend le chemin qui offre la moindre résistance et tout le courant passe dans le secondaire, jusqu'à la fin du cycle courant, ce qui permet d'établir la tension de sortie en chargeant le condensateur C_1 .

Nous n'avons pas encore choisi le ratio n du transformateur et la fréquence d'opération du SMPS. Puisqu'il existe plusieurs degrés de liberté, la stratégie de conception pour les SMPS est en général de trouver un compromis entre les différents paramètres en donnant un point de départ plausible aux valeurs de n et de f afin d'analyser ce qui en découle et de réajuster si nécessaire [22]. Nous prenons donc les valeurs suivantes :

- $f = 400$ kHz
- $n = 1/10$

Il nous reste cependant à déterminer comment obtenir la tension de sortie souhaitée. Une

façon pratique d'analyser le comportement d'un circuit « flyback » est de ramener tout le circuit du point de vue du primaire ou du secondaire, éliminant ainsi le transformateur dans l'analyse du circuit. Nous pourrions analyser les effets des imperfections reliées au couplage entre les deux inductances, tel que l'inductance de fuite par la suite. Si nous modélisons le circuit complet en tenant compte seulement de ce qui est vu par le primaire, nous obtenons un circuit « buck-boost ». L'analyse qui en découle utilise donc les équations de la section 4.1.3. La tension de sortie vue du primaire V_{op} est donnée par l'équation suivante, où $V_o = 180V$.

$$V_{op} = V_o n \quad (4.17)$$

où n est le ratio V_p/V_s entre le nombre d'enroulement du primaire et du secondaire. On peut donc choisir le duty cycle D selon l'équation 4.13.

Il faut maintenant calculer la valeur de l'inductance requise pour le circuit qui sera aussi l'inductance du primaire pour le transformateur.

Tout d'abord, nous cherchons à déterminer le courant maximal qui devra être fourni par le circuit d'alimentation. Tel que nous avons déterminé dans la section 3, les paramètres maximaux pour le courant, la durée d'impulsion et la fréquence, sont respectivement 100 mA, 500 μs et 200 Hz. Puisque la durée maximale d'une impulsion est 500 μs nous avons le courant par cycle maximal suivant pour le générateur de stimuli, qui correspond aussi au courant maximal que le SMPS doit fournir :

$$I_{out-max} = \frac{t_{pulse-max} I_{stim-max}}{t_{charge}} \quad (4.18)$$

$$I_{out-max} = \frac{500\mu s \cdot 100mA}{4ms} \simeq 15mA \quad (4.19)$$

Évidemment, cette valeur est obtenue pour le secondaire, mais nous utilisons la valeur vue à partir du primaire lorsque $n = 1/10$. Nous avons donc :

$$I_{out-max-p} = \frac{I_{out-max}}{n} = 150mA \quad (4.20)$$

Le temps de recharge des condensateurs est fixé à 4 ms, soit le temps restant lors d'un cycle complet, auquel 500 μ s sont retranchées, afin d'éviter les problèmes reliés au chevauchement des deux fonctionnalités.

Nous pouvons maintenant utiliser cette valeur pour trouver la valeur d'inductance requise. En supposant $n = 1/10$, c'est-à-dire que le secondaire du transformateur comporte 10 fois plus de tours. En combinant les équations 4.13 et 4.17, nous obtenons :

$$D = \frac{V_o n - V_D}{V_o n - V_{in} + V_s + V_d} \quad (4.21)$$

Si on néglige les chutes de tension dans l'interrupteur et dans la diode, on obtient un duty cycle D de 0.72.

On peut trouver le courant moyen I_L dans l'inductance en régime permanent de la façon suivante :

Puisque le courant de l'inductance circule dans la boucle de sortie seulement lors du temps T_{off} (voir figure 4.3), il faut que l'intégrale du courant dans l'inductance lors de cet intervalle soit égale à l'intégrale du courant de sortie pendant le cycle complet. Nous savons que le ratio r entre la variation de courant ΔI et le courant moyen I_L vaut 2 car le contrôleur que nous utilisons est spécifié comme fonctionnant en mode limite (« boundary mode ») et donc la valeur de r est toujours égale à 2 [23]. On a donc :

$$\int_0^{T(1-D)} i_L(t) dt = \int_0^T I_o dt = \int_0^T I_o dt \quad (4.22)$$

$$\int_0^{T(1-D)} \frac{-2I_L}{T(1-D)} t + 2I_L dt = \int_0^T I_o dt \quad (4.23)$$

On obtient donc le résultat suivant :

$$I_L = \frac{I_o}{1-D} \quad (4.24)$$

où I_o est la valeur de courant maximale calculée à l'équation 4.20.

Nous obtenons $I_L = 536$ mA. On peut donc calculer la valeur de l'inductance L , de la façon suivante :

$$L = V_{in} \frac{\Delta t}{\Delta I} \quad (4.25)$$

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I f} = \frac{V_{in} D}{r \cdot I_L \cdot f} \quad (4.26)$$

et on obtient une inductance de 12.4 μH . Nous pouvons donc trouver un transformateur avec une inductance ayant le même ordre de grandeur que la valeur trouvée pour obtenir des bons résultats.

Nous avons choisi d'utiliser un transformateur avec les spécifications suivantes :

Tableau 4.1 Spécifications du transformateur

Spécification	valeur
Part No.	DA2032-AL
L à 0A $\pm 10\%$ (μH)	10.0
L à I_{pk} min (μH)	9.0
DCR max (Ω)	0.013 1.60
Inductance de fuite max. (μH)	0.150
Ratio de tours pri :sec	1 :10
Capacité inter-enroulement (pF)	67
I_{pk} (A)	3.0

L'inductance est légèrement différente de la valeur trouvée, puisque nous devons nous accommoder avec les composants disponibles. Cependant, la fréquence d'opération du contrôleur utilisé peut varier entre 40 kHz et 1 MHz, ce qui nous donne une bonne marge pour garantir le fonctionnement avec l'inductance utilisée. Nous utilisons bien sûr un transformateur et l'inductance est spécifiée pour l'enroulement primaire, mais on peut calculer l'inductance du secondaire si nécessaire. Puisque

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (4.27)$$

On trouve que

$$L_{sec} = L_{pri} \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \quad (4.28)$$

et on obtient une inductance au secondaire de 1mH.

4.2.1 Effet de l'inductance de fuite

Un des désavantages de travailler avec des transformateurs est le couplage non-idéal entre le primaire et le secondaire. En pratique, cela est faible, mais il reste qu'une certaine partie de l'inductance n'est pas couplée et peut engendrer des effets indésirables, comme des pics de tension qui peuvent parfois endommager des composants s'ils ne sont pas pris en compte. Pour le transformateur choisi, l'inductance de fuite est de 0.150 μ H, soit 1.5% de la valeur de l'inductance du primaire. Ce phénomène est généralement modélisé par une inductance série avec l'enroulement primaire, mais qui n'est pas couplée avec le secondaire, c'est-à-dire une inductance parasite. Puisque le courant ne peut être transféré au secondaire lors de la commutation, une tension élevée peut se développer. On pourrait théoriquement calculer cette tension de la façon suivante :

$$V_{spike} = I_{peak} \left(\frac{L_f}{L} \right) R_{sw} \quad (4.29)$$

Et puisque la résistance d'un interrupteur ouvert peut être très élevée, i.e. de l'ordre du M Ω ou du G Ω , nous pouvons obtenir des tensions effectivement très élevées et difficilement calculables en théorie, mais qui décroissent rapidement avec une constante de temps $\tau = L/R$. Cependant, en pratique ce pic de tension est fortement atténué par la capacité parasite des enroulements et les autres capacités parasites qui absorbent ce choc. Pour la conception de SMPS en général il est important d'utiliser des techniques fiables pour s'assurer de ne pas dépasser la tension maximale supportée par l'interrupteur.

Il existe des méthodes pour amortir ces pics de tension, bien que cela a l'effet de réduire l'efficacité du circuit.

4.2.2 Circuit d'amortissage

La technique que nous avons employée est celle d'un circuit d'amortissage RCD (résistance-condensateur-diode). Nous utilisons le circuit à la figure 4.5.

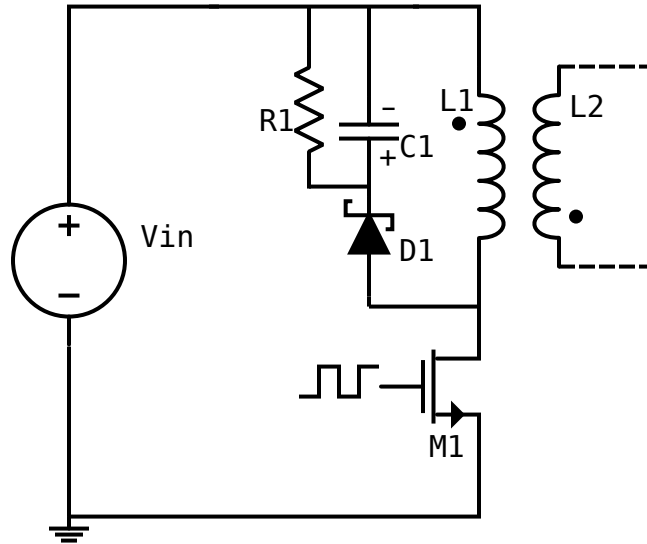


Figure 4.5 Circuit d'amortissage

Ici, l'énergie stockée dans l'inductance de fuite est transférée dans le condensateur C_1 et éventuellement dissipée dans $R1$. Une diode Schottky est utilisée à cause de sa rapidité. Lorsque V_{ds} dépasse la valeur de $V_{in} + nV_o$, la diode se transforme en court-circuit et l'énergie est dirigée vers le condensateur C_1 .

4.2.3 Verrouillage à minimum de tension

Afin de préserver le fonctionnement normal du circuit d'alimentation à découpage, il est préférable de désactiver le circuit lorsque la tension d'entrée est en dessous d'une valeur prédéfinie. Le contrôleur utilisé, LT3573 permet de verrouiller le circuit grâce à la broche $\overline{SHDN}/UVLO$. Cette entrée permet de désactiver le circuit complètement à partir d'un signal de contrôle (fonction \overline{SHDN}), et de verrouiller le circuit si la tension d'entrée devient trop faible. Afin d'utiliser les deux fonctionnalités simultanément, nous utilisons le circuit suivant :

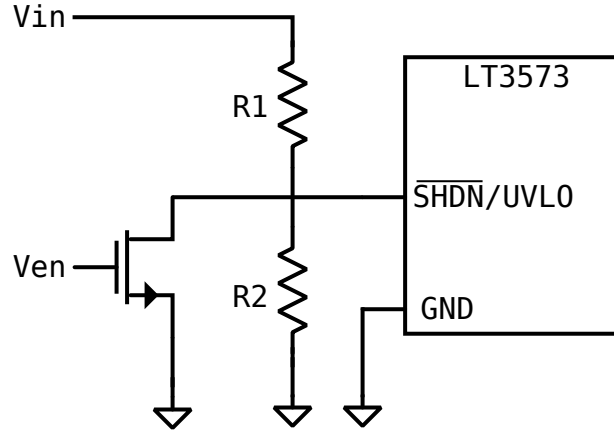


Figure 4.6 Circuit de verrouillage

L'activation de la broche $\overline{\text{SHDN}}/\text{UVLO}$ implique la consommation d'un faible courant ($2.5 \mu\text{A}$) lorsque sa tension est inférieure à une tension de référence (1.22 V). Cela permet de créer une hystérésis, afin d'éviter que le système s'active et se désactive continuellement lorsque la tension d'entrée atteint la valeur minimale. On peut donc déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 selon les équations suivantes [23] :

$$V_{in-\text{montant}} = \frac{V_{ref}(R_1 + R_2)}{R_2} + I_{ref}R_1 \quad (4.30)$$

$$V_{in-\text{descendant}} = \frac{V_{ref}(R_1 + R_2)}{R_2} \quad (4.31)$$

où V_{ref} et I_{ref} sont 1.22 V et $2.5 \mu\text{A}$ respectivement.

4.2.4 Rétroaction

Afin de fonctionner pour différents types de charges variables, un circuit d'alimentation à découpage doit utiliser une rétroaction sur la tension de sortie afin d'ajuster le cycle de service pour garder la sortie constante, i.e. il doit échantillonner la sortie. Plusieurs techniques existent pour cette fin. Toutes ces méthodes ont des avantages et des désavantages.

Tableau 4.2 Types de rétroaction pour alimentation à découpage

nom	avantage	inconvénient
1. diviseur de tension	précision	aucune isolation
2. optocoupleur	isolation	composants supplémentaires
3. enroulement supplémentaire	isolation	coût
4. échantillonnage de la tension de retour	isolation	précision

Échantillonnage de la tension de retour

Pour le circuit d'alimentation à découpage, nous choisissons la dernière option, soit échantillonner la tension de retour. Notre circuit est alimenté par une pile, il n'a donc pas besoin d'être isolé. L'option 1 s'avère donc un choix possible, mais les contrôleurs pour circuits « flyback » isolés sont plus souvent utilisés. Les options 2 et 3 sont des choix possibles, mais l'option 2 est moins efficace énergétiquement [23] et requiert l'utilisation d'un composant supplémentaire, en plus d'être généralement moins fiable et l'option 3 nécessite de trouver un transformateur approprié ou personnalisé, ce qui peut réduire la performance et augmenter les coûts.

Nous avons choisi l'échantillonnage de la tension de retour pour la rétroaction de notre SMPS. Cette technique est une méthode moderne de rétroaction utilisée dans les circuits d'alimentation à découpage lorsque ceux-ci sont isolés. Elle est une bonne alternative à d'autres techniques, comme l'utilisation d'un optocoupleur ou d'un enroulement supplémentaire. Ça consiste à échantillonner la tension de retour créée par l'effet « flyback ». Si on se réfère à la figure 4.4, lorsque le cycle d'activation se termine, i.e. M_1 s'ouvre, une tension doit être appliquée par le transformateur, afin de maintenir le flux magnétique constant dans le coeur. Une tension proportionnelle, soit d'un facteur n sera aussi appliquée à l'enroulement primaire. Plus la charge est élevée, plus le transformateur doit appliquer une tension élevée afin de générer le courant pour maintenir le flux magnétique du coeur. On peut donc mesurer cette tension et utiliser cette valeur dans le calcul de l'ajustement du cycle de service.

La figure 4.7 démontre le fonctionnement de la rétroaction utilisée tel qu'expliqué dans la fiche technique du contrôleur LT3573. Les lignes pointillées représentent la frontière entre les composants qui sont intégrés dans le contrôleur LT3573 et ceux ajoutés.

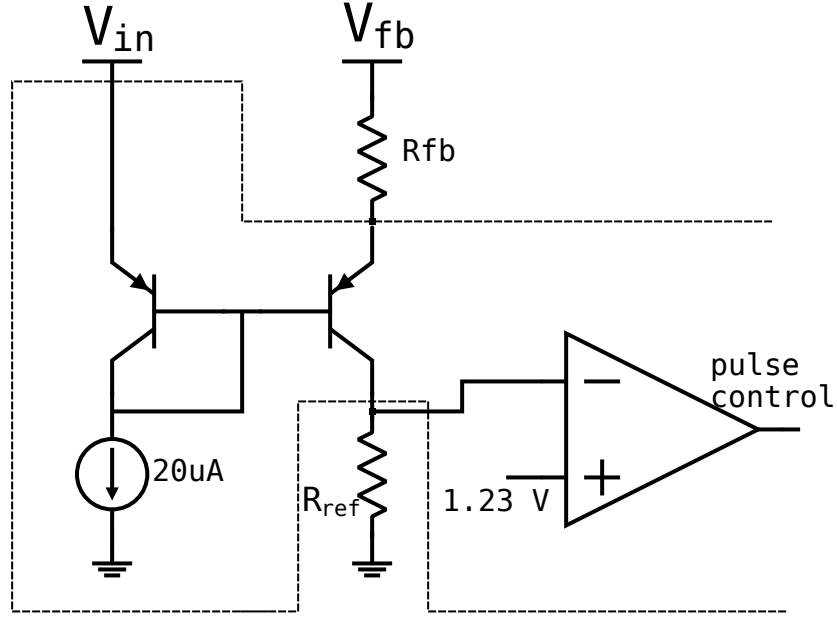


Figure 4.7 Rétroaction du circuit « flyback »

La tension de retour V_{fb} est échantillonnée à la broche R_{fb} du contrôleur. Le circuit complet peut être vu sur la figure 4.8. On peut calculer V_{fb} simplement en prenant la tension aux bornes de L_{sec} vue à partir du primaire, tel que décrit précédemment :

$$V_{fb} = (V_{out} + V_D)n \quad (4.32)$$

où V_D est la chute de tension dans la diode n est le ratio du transformateur. Nous avons donc un courant proportionnel à cette tension qui passe dans la branche du transistor Q_1 . Puisque le facteur du transistor est très élevé, soit 0.986, on peut estimer que la totalité du courant passe dans la résistance R_{ref} , ce qui donne une tension proportionnelle à la tension « flyback » que nous pouvons comparer avec la tension de référence bandgap de 1.23 V. Ce mécanisme permet donc une rétroaction négative qui contrôle le circuit [23]. La valeur de la tension de sortie peut donc être ajustée en utilisant les valeurs de R_{fb} et de R_{ref} .

Nous devons donc choisir la valeur des résistances R_{fb} et R_{ref} , qui constituent le diviseur de tension utilisé lors de l'échantillonnage de la tension de retour. Cela est réalisé grâce à l'équation suivante [23] :

$$R_{fb} = \frac{R_{ref}n[(V_{out} + V_D)\alpha + V_{tc}]}{V_{bg}} \quad (4.33)$$

où :

- N_{ps} est le ratio du nombre de tours entre le primaire et le secondaire (10)
- V_{out} est la tension de sortie que nous souhaitons obtenir (180 V)
- V_D est la chute de tension constante dans la diode (0.6 V)
- α est le ratio du transistor bipolaire utilisé comme interrupteur (0.986)
- V_{tc} est le coefficient de température du circuit (0.55 V)
- V_{bg} est la tension de référence bandgap utilisée (1.23 V)

Le circuit intégré LT3573 utilisé est calibré de façon à utiliser une résistance de référence R_{ref} de 6.04k. Nous pouvons donc sélectionner R_{fb} de façon appropriée pour obtenir $V_{out} = 180$ V. Nous obtenons donc une valeur de 88 k Ω pour la valeur de R_{fb} .

Finalement le circuit complet tel que simulé et réalisé sur circuit imprimé peut être vu sur la figure 4.8.

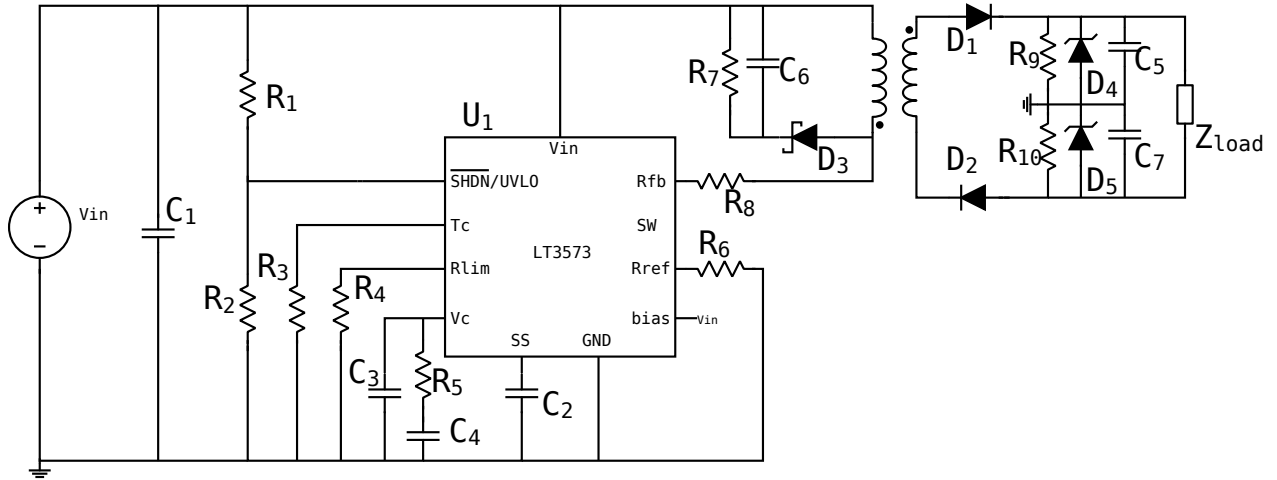


Figure 4.8 Circuit « flyback » complet

4.3 Autres circuits d'alimentation

En plus du circuit d'alimentation à découpage à haute tension nécessaire pour l'alimentation du circuit de stimulation, d'autres modules d'alimentation sont nécessaires pour alimenter d'autres composants importants du circuit. Nous disposons d'une source de tension de 7.4 V,

mais la partie numérique, notamment le microcontrôleur doit être alimentée à 3V et les amplificateurs opérationnels nécessitent une source d'alimentation à double approvisionnement, soit $\pm 3V$. Cette section explique les différents designs utilisés afin d'obtenir les sources de tension de 3V et de -3V.

4.4 Alimentation 3V

Puisqu'une tension de 3V doit être obtenue à partir de la pile, nous avons utilisé une configuration « buck », telle qu'expliqué précédemment dans la section 4.1.1. Pour l'implémentation du circuit, nous avons utilisé un convertisseur DC-DC intégré, LT3470 qui permet facilement d'implémenter des circuits de type « buck ». Le circuit complet est montré sur la figure 4.9. Le contrôleur LT3470 permet des tensions d'entrée entre 4 et 40 V, ce qui est parfait pour notre source de tension d'entrée de 7.4 V. Le circuit intégré comprend à la fois l'interrupteur M_1 et la diode D_1 tels que vus sur la figure 4.1. Nous avons ensuite calculé les valeurs de composants nécessaires pour l'opération du circuit requise, et trouvé les composants appropriés chez des fournisseurs.

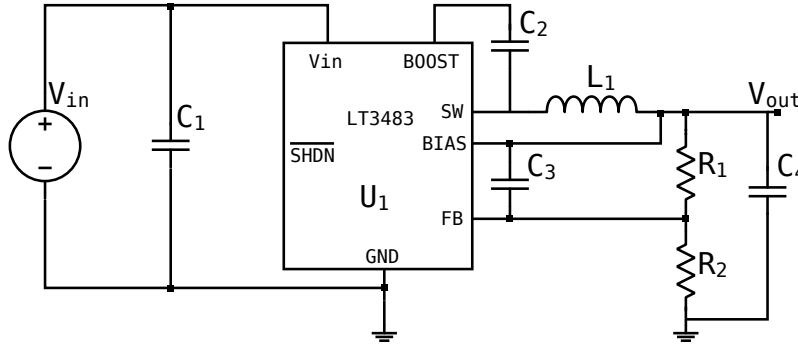


Figure 4.9 Circuit d'alimentation 3V (« buck »)

4.4.1 Choix de composants (« buck » 3 V)

Tout d'abord, le fabricant spécifie le temps minimal T_{on} pour lequel l'interrupteur doit être fermé pendant chaque cycle, ainsi que l'augmentation maximale de courant dans l'interrupteur pour ce temps minimal T_{on} . On peut donc déduire l'inductance minimale afin de respecter les conditions d'opération selon l'équation suivante :

$$V_{in} = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (4.34)$$

alors

$$L_{min} = \frac{V_{in(max)} t_{on(min)}}{I_{max}} \quad (4.35)$$

où $V_{in(max)}$ est la tension maximale d'entrée obtenue à partir de la pile, $t_{on(min)}$ est le temps de fermeture minimal de l'interrupteur spécifié par le manufacturier et I_{max} est l'augmentation maximale de courant spécifiée pour un intervalle de temps $T = T_{on(min)}$.

L_{min} est proportionnelle à $V_{in(max)}$, puisque plus la tension aux bornes de l'inductance est élevée, plus celle-ci va se charger rapidement et donc une inductance plus élevée est nécessaire afin d'accroître le temps de la rampe. En utilisant les paramètres spécifiés, i.e. $T_{on(min)} = 150ns$ et $I_{max} = 150$ mA et en fixant notre valeur maximale à 9V, nous obtenons une valeur de $L_{min} = 9\mu H$

4.5 Alimentation -3V

Une tension d'alimentation de -3V est nécessaire afin de fournir la tension négative aux ampli-ops de la source de courant (voir 3.1). Pour inverser la tension d'alimentation, nous avons utilisé le contrôleur intégré LT3483. Ce circuit permet deux configurations, soit pompe à charge inverseur et « flyback » inverseur [24]. La configuration pompe à charge inverseuse n'est pas propice à notre but, puisque nous voulons passer d'une tension d'alimentation positive dont la norme est plus grande que celle de la tension de sortie négative, i.e. 7.4 V en entrée à 3 V en sortie. La configuration « flyback » inverseur s'avère appropriée pour cette spécification, grâce à l'effet du transformateur qui isole l'entrée et la sortie, ce qui permet une plus grande flexibilité sur le voltage de sortie. Il nécessite aussi légèrement plus d'espace. Une autre option qui aurait pu être considérée aurait été d'inverser une des tensions positives du circuit, i.e. la tension de la batterie ou la tension de 3 V et d'obtenir une tension négative de module supérieur à l'entrée, par exemple -10 V. Ensuite rajouter un LDO pour réduire cette tension à -3 V. Cette méthode est cependant moins efficace, car les pertes dans un convertisseur linéaire sont plus élevées que dans une alimentation à découpage et prendrait aussi l'ajout d'un circuit supplémentaire, ce qui serait moins compact et augmenterait la complexité. Le circuit est illustré sur la figure 4.10.

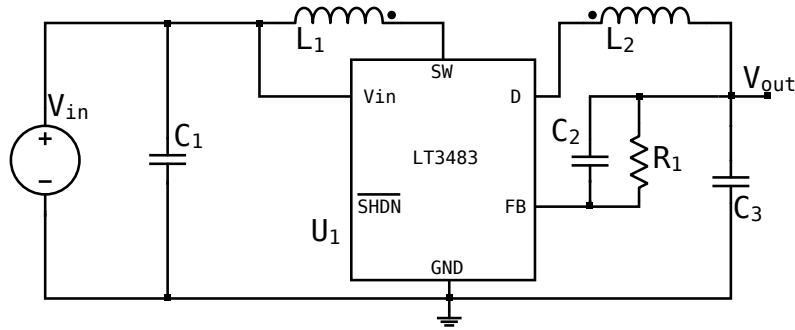


Figure 4.10 Circuit d'alimentation -3V (« flyback » inverseur)

4.5.1 Choix de composants (« flyback inverseur » -3 V)

En général, ici aussi nous avons suivi les recommandations fournies par la fiche technique, et fait les calculs appropriés lorsque nécessaire. Tout d'abord, la résistance R_1 détermine la valeur de la tension de sortie grâce à la rétroaction qui a été calibrée dans le contrôleur. On peut voir la façon dont ceci est réalisé sur la figure 4.11. La ligne pointillée représente la limite du circuit intégré LT3483. La source de tension interne de 1.25 V est une source de référence bandgap. Puisque cette tension alimente une résistance interne de 125 k Ω , le courant passant par la broche FB est précisément de 10 μ A.

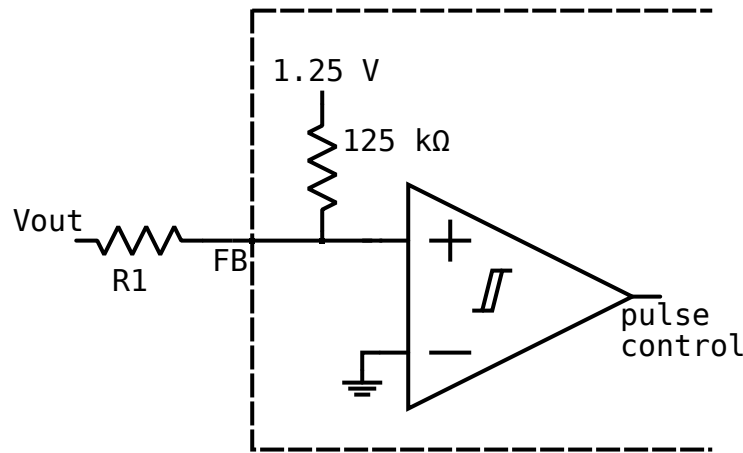


Figure 4.11 Système de rétroaction du circuit d'alimentation -3V

Nous pouvons donc choisir la résistance R_1 de façon à obtenir la tension voulue à la sortie, selon l'équation suivante :

$$R_1 = -\frac{V_{out}}{10\mu A} \quad (4.36)$$

L'inductance a été choisie selon les recommandations du fabricant du contrôleur utilisé et qui dépend de plusieurs paramètres de conception. L'inductance recommandée pour une tension d'entrée supérieure à 7 V est de 10 μ H [24]. Nous avons donc sélectionné le transformateur LPD3015-103MR de Coilcraft qui répond à cette spécification. La capacité C_2 permet la réduction de l'oscillation de la tension de sortie et la fiche technique recommande une valeur de 22 pF pour la configuration « flyback » inverseur que nous utilisons [24]. La capacité de sortie est choisie de façon à réduire l'oscillation de la tension de sortie. La capacité d'entrée permet de filtrer la tension de notre source d'alimentation. En suivant les recommandations, nous avons choisi un condensateur de sortie de 10 μ F et un condensateur d'entrée de 4.7 μ F.

En conclusion, nous avons vu dans cette section les aspects théoriques et pratiques nécessaires pour la conception de tous les circuits d'alimentation du système, ce qui constitue une partie importante du projet. Nous avons conçu et expliqué en détails le fonctionnement d'un circuit d'alimentation SMPS dont le but est de délivrer le courant au générateur de stimuli entre les intervalles d'impulsions électriques. Ce circuit a été réalisé grâce à une configuration « flyback ». De plus nous avons expliqué le fonctionnement des autres circuits d'alimentation, c'est-à-dire une source de tension de -3 V réalisée grâce à un « flyback » inverseur et un circuit de 3 V réalisé grâce à une configuration « buck ». Toutes les alimentations sont obtenues à partir d'une pile de 7.4 V.

CHAPITRE 5 CIRCUIT DE CONTRÔLE

Jusqu'à maintenant, nous avons expliqué le fonctionnement des parties les plus importantes du circuit, soit le système d'alimentation et le générateur de stimuli. Cependant, il est aussi important de penser à implémenter un système de contrôle complet, afin d'obtenir la meilleure configuration possible et les paramètres souhaités en tout temps pour les circuits dont la fonctionnalité peut être configurée ou reprogrammée. Par exemple, nous avons besoin de faire varier la source de tension V_{in} de la source de courant de la figure 3.5 afin de programmer l'intensité d'une impulsion de stimulation, commander les tensions $V_{control<1,2>}$ de l'inverseur de phase (fig 3.3) ou V_{charge} du circuit de recharge (fig 3.4), ou encore désactiver certains modules d'alimentation lorsque le circuit est inactif, i.e. le « flyback » de 180V ou le « flyback » inverseur de -3V.

5.1 Interface numérique-analogique

Afin de générer l'impulsion V_{in} qui sert à donner une entrée à la source de courant montrée sur la figure 3.5, des composants de conversion numérique à analogique sont nécessaires. Les spécifications de ce circuit sont basées sur les exigences de la source de courant décrites dans le chapitre 3. Le circuit de conversion numérique à analogique devra donc générer des impulsions avec les paramètres suivants :

1. durée entre 50 μ s et 500 μ s
2. amplitude entre 0V et V_{dd}
3. fréquence entre 1Hz et 200Hz

Le microcontrôleur peut déjà facilement gérer les points 1 et 3, en utilisant des timers et des interruptions. Cependant, le point 2 demande de générer des tensions analogiques. À cette fin, des composants supplémentaires sont nécessaires. Nous utilisons donc un DAC et un interrupteur analogique, tel que montré sur la figure 5.1. Nous avons choisi d'utiliser la stratégie suivante :

Dans un premier temps, le microcontrôleur fixe la tension de sortie d'un DAC, en communiquant avec celui-ci. Ensuite, le microcontrôleur génère lui-même les impulsions qui satisfont aux spécifications 1 et 3 telles que mentionnées plus haut. La tension de sortie du DAC aura été préalablement sélectionnée entre 0 et V_{dd} selon les besoins en cours de l'application, répondant ainsi à l'exigence 2.

La figure 5.1 illustre la configuration du circuit mixte qui gère l'interface numérique-analogique.

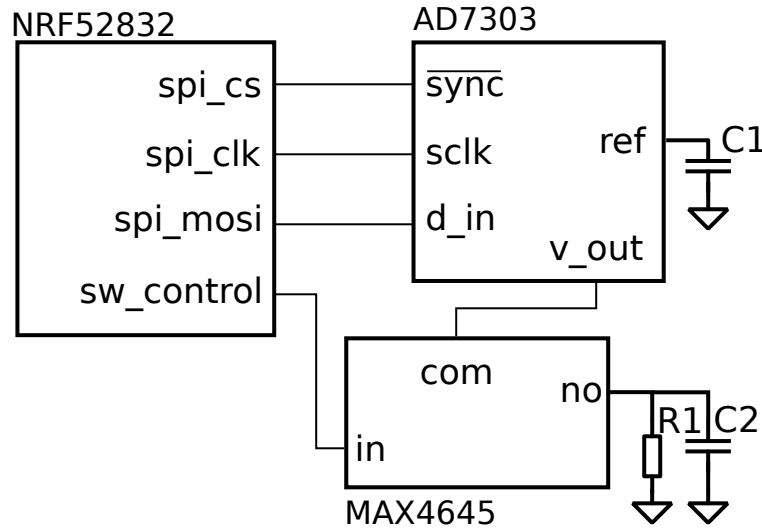


Figure 5.1 Interface numérique-analogique

Elle est constituée de trois composants importants : le microcontrôleur (NRF52832), le DAC (AD7303) et l'interrupteur analogique (MAX4645). Le microcontrôleur comprend une interface SPI maître à seulement trois fils, puisque la communication de l'esclave vers le maître n'est pas nécessaire au fonctionnement de l'esclave. Cette interface permet la communication avec le DAC pour établir la tension de sortie de celui-ci, en l'occurrence entre 0 et 3V, dépendamment de l'amplitude de stimulation requise par le patient. Le port $sw_{control}$ est une simple broche d'entrée/sortie qui commande une impulsion de 3V (V_{dd}) selon les délais requis par les conditions 1 et 3 mentionnées plus haut. Lorsque le port in du circuit MAX4645 est actionné, ce dernier laissera passer la tension à la sortie du DAC entre les ports COM et NO . Cette tension sera donc une impulsion d'amplitude, de durée et de fréquence voulue selon les conditions mentionnées, et les besoins de l'application.

5.1.1 Implémentation du protocole de communication SPI avec le DAC

Afin d'utiliser notre DAC, i.e. lui envoyer des commandes de configuration, activer des paramètres, etc., une interface numérique est requise. Plusieurs types d'interfaces peuvent être utilisées pour ce type de communication. Nous avons choisi le protocole SPI à cause de sa simplicité.

Le protocole SPI (Serial Peripheral Interface) est un protocole de communication série synchrone de bas niveau, utilisé à cause de sa bonne performance et de la simplicité de son implémentation matérielle. L'interface consiste habituellement des 4 signaux suivants :

1. SCLK (serial clock)
2. MOSI (master out, slave in)
3. MISO (master in, slave out)
4. SS (slave select)

Le signal SCLK est toujours requis, puisque le protocole est synchrone et a besoin d'une horloge. Cette horloge est fournie par le maître. Les signaux MOSI et MISO sont généralement utilisés, mais peuvent être omis respectivement, si la communication ne doit se faire que dans un seul sens. C'est le cas pour l'interface de notre DAC, i.e. la communication ne se fait que du maître à l'esclave et le signal MISO n'est pas nécessaire dans le circuit. Le signal SS sert à actionner le périphérique pour l'échange de données et dans le cas où plusieurs périphériques sont disponibles, sélectionne le périphérique esclave avec lequel communiquer.

Le protocole est généralement implémenté en utilisant un registre à décalage des deux côtés de l'interface sur les lignes MOSI et MISO ; un bit est transmis lors d'un front d'horloge sur chacune des deux lignes de données et échantillonné sur le front opposé. Ceux-ci s'échangent un seul bit à la fois à chaque cycle d'horloge, jusqu'à ce que la totalité du contenu de données, i.e. 8 bits, soit transférée de part et d'autre.

Il existe 4 différents modes pour le protocole SPI et ceux-ci ne sont généralement pas compatibles. Il est donc important de fixer la convention utilisée entre les différents appareils à priori. Ces modes sont décrits par le tableau 5.1.

Tableau 5.1 Modes SPI

mode	CPOL	CPHA
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

Les deux importants paramètres à considérer sont la polarité de l'horloge (CPOL) et la phase de l'horloge (CPHA). Premièrement, CPOL détermine si l'horloge est inactive sur un niveau bas (0) ou inactive sur un niveau haut (1). Ensuite CPHA détermine sur quels fronts de l'horloge se feront respectivement l'écriture sur la ligne de données en sortie et l'échantillonnage sur la ligne de données en entrée. Une phase de 0 signifie que l'échantillonnage se fait sur le premier front d'horloge, i.e. montant si la polarité est 0 et descendant si la polarité est 1 ; et que l'écriture se fait sur le second front d'horloge, i.e. descendant si la polarité est 0 et

montant si la polarité est 1. Une phase de 1 signifie que l'échantillonnage se fait sur le second front d'horloge, i.e. descendant si la polarité est 0 et montant si la polarité est 1 ; et que l'écriture se fait sur le premier front d'horloge, i.e. montant si la polarité est 0 et descendant si la polarité est 1.

Dans le cas de notre périphérique esclave AD7303, seul le mode 0 est supporté. Il est donc nécessaire de configurer les registres du contrôleur SPI de notre microcontrôleur afin d'adhérer à cette convention du protocole. Le contrôleur SPI supporte les 4 modes SPI et chaque signal peut être acheminé sur des broches d'entrée/sortie choisies. La figure 5.2 représente le diagramme temporel utilisé par le protocole SPI dans notre application.

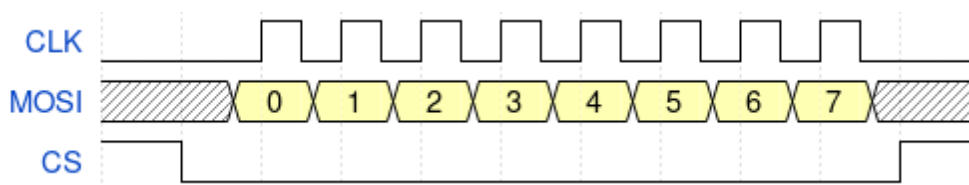


Figure 5.2 Diagramme temporel SPI

5.1.2 Microcontrôleur

Afin de gérer le contrôle des différents modules utilisés dans le cadre de ce projet, nous avons choisi d'utiliser un microcontrôleur. Ce microcontrôleur est le modèle NRF52832, de la compagnie *Nordic Semiconductor*. Il a été choisi notamment puisqu'il possède les périphériques suivants nécessaires à notre application.

1. Processeur ARM
2. Radio 2.4 GHz compatible avec Bluetooth
3. SPI (mode 0)
4. Timer
5. Alimentation 3V
6. GPIO (general-purpose input-output)

Périphériques

Le microcontrôleur a un processeur ARM Cortex-M4, 32 bits et supporte une variété d'outils de conception intéressante. Il contient notamment 512 kO de mémoire flash, qui peut être

utilisée pour préserver un programme pour notre application lors de la mise hors tension du circuit, ainsi que 64 kO de mémoire RAM, utilisée lors de l'exécution du code. De plus, les différents périphériques utilisés sont reliés à des adresses situées dans l'espace mémoire et cet espace est accessible par le processeur et le DMA (direct memory access). Les adresses principalement utilisées pour les périphériques que nous avons sont :

1. Radio Bluetooth : 0x40001000
2. SPI Master 0 : 0x40003000
3. Timer : 0x40008000
4. GPIO : 0x50000000

Outils

La kit de développement logiciel fourni par *Nordic Semiconductor* (NRF52 SDK) supporte plusieurs suite d'outils logiciels de développement, notamment :

1. Segger Embedded Studio
2. Keil MDK-ARM
3. ARM-GCC
4. IAR Embedded Workbench

Divers exemples de projets sont donc fournis et peuvent être compilés grâce aux différents outils supportés. Nous avons donc choisi d'utiliser la suite d'outils ARM-GCC, à cause de son ubiquité et de sa license libre.

Nous avons utilisé la carte de développement PCA10040 qui comprend un microcontrôleur NRF52832 afin de réaliser nos étapes de prototypage. Un schéma de cette carte peut être vu en annexe à la figure D.1. Cette carte comprend tous les périphériques nécessaires au développement d'une application. Notamment, une antenne et une ligne de transmission reliées à la radio 2.4 GHz du microcontrôleur, des ports d'entrée/sortie reliés à des broches pour de l'expérimentation, ainsi que des boutons et des DELS qui permettent l'interaction avec l'utilisateur lors du développement, permettant ainsi de connecter la carte avec d'autres circuits. La carte comprend aussi un système de déverminage, qui utilise l'interface SWD (Serial Wire Interface), reliée à un microcontrôleur où un serveur de déverminage peut être utilisé via l'interface USB/UART de celui-ci. Le système de déverminage est aussi utile lorsqu'on veut programmer un microcontrôleur sur une autre carte que la carte de développement, i.e. notre prototype final, puisque l'interface SWD est disponible sur la carte de développement PCA10040.

Afin d'avoir une interface Bluetooth fonctionnelle, *Nordic Semiconductor* fournit un programme Bluetooth pré-compilé, appelé *Soft Device* compatible avec ses appareils. Celui-ci doit être installé dans un espace mémoire réservé pour ce programme et peut être exécuté indépendamment du programme de l'utilisateur, en lui fournissant un API (application programming interface) afin d'interagir avec sa fonctionnalité Bluetooth.

De plus, une application Android est disponible et fournie par *Nordic Semiconductor* pour envoyer et recevoir des données à une carte qui exécute une application utilisant le protocole Bluetooth.

Algorithme

Lors du développement de notre application sur le microcontrôleur, nous avons élaboré un algorithme en langage C qui gère les fonctionnalités reliées à l'interface de l'API (Application Programming Interface) Bluetooth et des périphériques tels que le SPI et les GPIO. Cet algorithme doit réaliser les tâches suivantes :

1. Recevoir les commandes de l'utilisateur via l'interface Bluetooth
2. Envoyer l'état du circuit comme information disponible
3. Gérer la programmation du DAC avec l'interface SPI
4. Gérer les impulsions numériques
5. Gérer la consommation du circuit

La première tâche consiste à recevoir toutes les valeurs choisies par l'utilisateur pour les paramètres de contrôle du signal de stimulation, tels que définis dans la section 5.1. La deuxième tâche est d'envoyer les données des paramètres courants que le circuit utilise, afin de fournir une rétroaction à l'utilisateur lors du choix des paramètres. La troisième tâche consiste à gérer l'interface SPI du DAC, afin d'envoyer les valeurs fournies par l'utilisateur à celui-ci. La quatrième tâche consiste à envoyer les impulsions numériques au circuit d'interruption, i.e. l'interrupteur analogique MAX4645. Finalement la cinquième tâche est de gérer la mise sous tension des différents modules qui consomment de l'énergie, afin d'économiser l'énergie de la pile. Par exemple, si le système n'a pas reçu de nouvelle commande après un certain temps, i.e., 10 minutes, il s'éteint par lui-même en mettant hors tension les circuits d'alimentation de 180 V et de -3V et en mettant le microcontrôleur en mode veille, et en attente d'un événement par le contrôleur Bluetooth, qui indique la réception d'une nouvelle commande.

Nous pouvons représenter ce programme sous la forme d'organigramme, tel que montré sur la figure E.1 en annexe.

Pour conclure ce chapitre, nous avons conçu une interface numérique à notre système de stimulation, en utilisant des modules simples disponibles sur le marché, i.e. microcontrôleur, DAC, interrupteur analogique. Cela permet de contrôler la fonctionnalité de notre appareil et de configurer les différents paramètres, afin d'obtenir le comportement choisi en fonction des besoins de l'utilisateur. Ce système de contrôle numérique comprend une interface sans-fil à partir de laquelle le circuit peut être commandé, par exemple, en utilisant une télécommande ou un téléphone sans-fil.

CHAPITRE 6 RÉSULTATS

Les résultats obtenus sont présentés dans cette section. Ils concernent le fonctionnement complet de l'appareil et découlent du travail réalisé lors de la conception des différents modules lors des chapitres précédents. La majorité des résultats sont présentés sous forme de simulation, en utilisant la norme SPICE3 et des mesures ont été prises sur le prototype.

Avant de procéder à l'implémentation du circuit sur circuit imprimé, celui-ci a été simulé, afin de tester tous les cas possibles et caractériser le circuit pour arriver à obtenir les meilleures performances. Nous avons donc des simulations transitoires, l'analyse de la puissance et du rendement, et l'étude du circuit avec différentes charges.

6.1 Simulation transitoire

Nous avons réalisé des simulations transitoires de notre générateur d'impulsions. La figure 6.1 a été réalisée en utilisant une charge de $1k\Omega$, avec une tension d'entrée de 3V. Nous obtenons donc la valeur maximale de courant dans la charge, tel que défini pour $1k\Omega$, c'est-à-dire 100 mA.

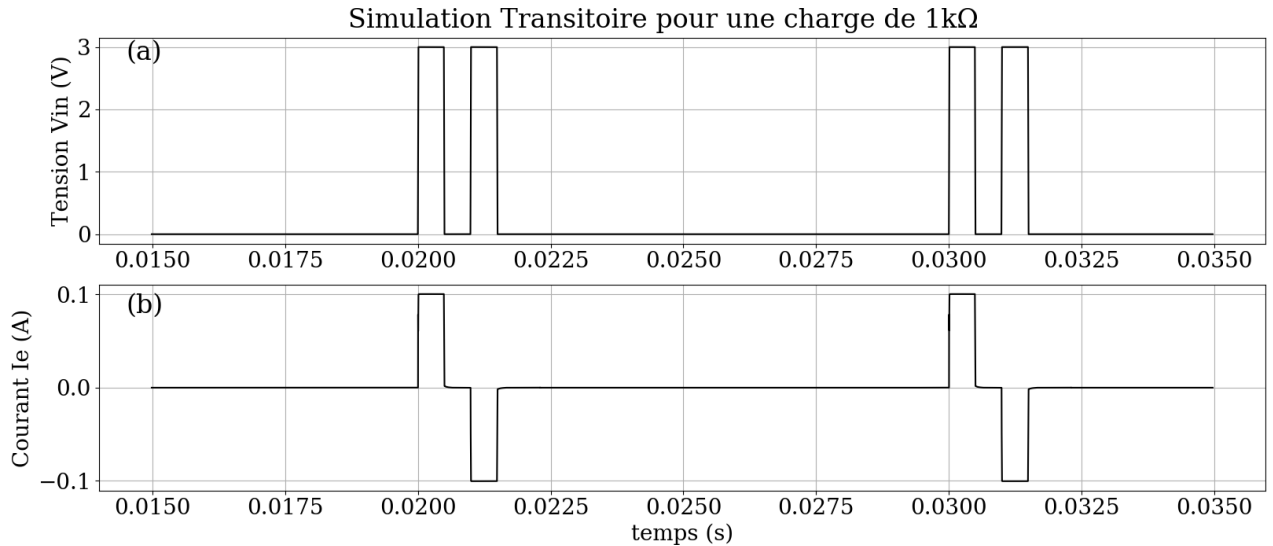


Figure 6.1 Simulation transitoire avec charge de $1k\Omega$: a) Tension d'entrée V_{in} , b) Courant dans les électrodes I_e .

De plus, nous avons réalisé une simulation en utilisant le modèle de premier ordre mentionné

dans la section 1.4. La figure 6.2 montre les signaux de tension obtenus aux bornes de la charge, ainsi que tous les signaux de contrôle du circuit.

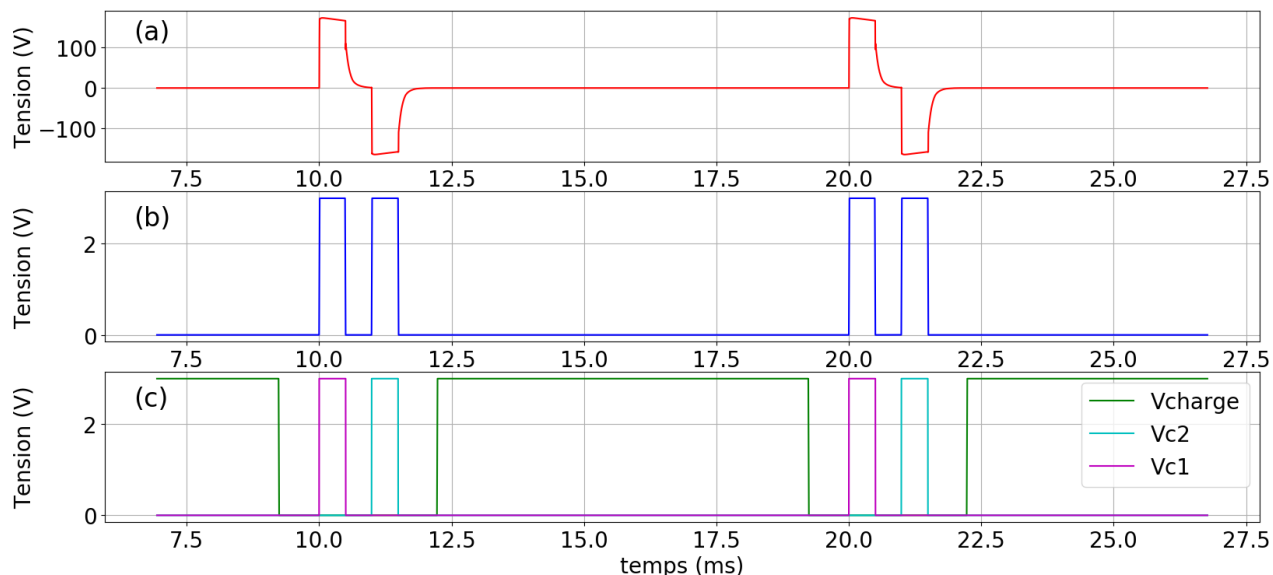


Figure 6.2 Simulation transitoire avec charge selon le modèle de premier ordre : a) Tension aux bornes de la charge V_e , b) Tension d'entrée V_{in} , c) Signaux de contrôle, V_{charge} , V_{c1} , V_{c2}

6.2 Linéarité de la source de courant

Nous avons caractérisé la linéarité de notre source de courant, c'est-à-dire que nous avons effectué des simulations paramétriques afin d'obtenir une fonction de transfert pour I_e en fonction de V_{in} . V_{in} est la tension d'entrée de la source de courant et I_e est le courant de sortie qui traverse la charge Z_e . Le circuit complet se retrouve en annexe à la figure 3.6

La figure 6.3 est un graphique de la fonction de transfert complète du courant de sortie I_e par rapport à la tension d'entrée V_{in} . On constate que la source de courant produit une bonne linéarité, ce qui nous permet de contrôler profiter au maximum de la précision du DAC qui produit la tension V_{in} .

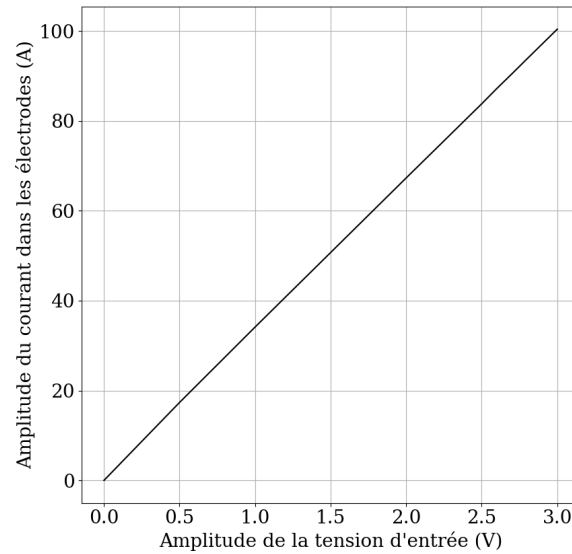


Figure 6.3 Linéarité de la source de courant : fonction de transfert

Finalement une simulation a été réalisée afin de mesurer le temps de montée d'une impulsion sur une charge résistive. Cette simulation est montrée à la figure 6.4. On constate que le temps de montée, de zéro à 90% de la valeur maximale s'effectue en moins de 1 μ s.

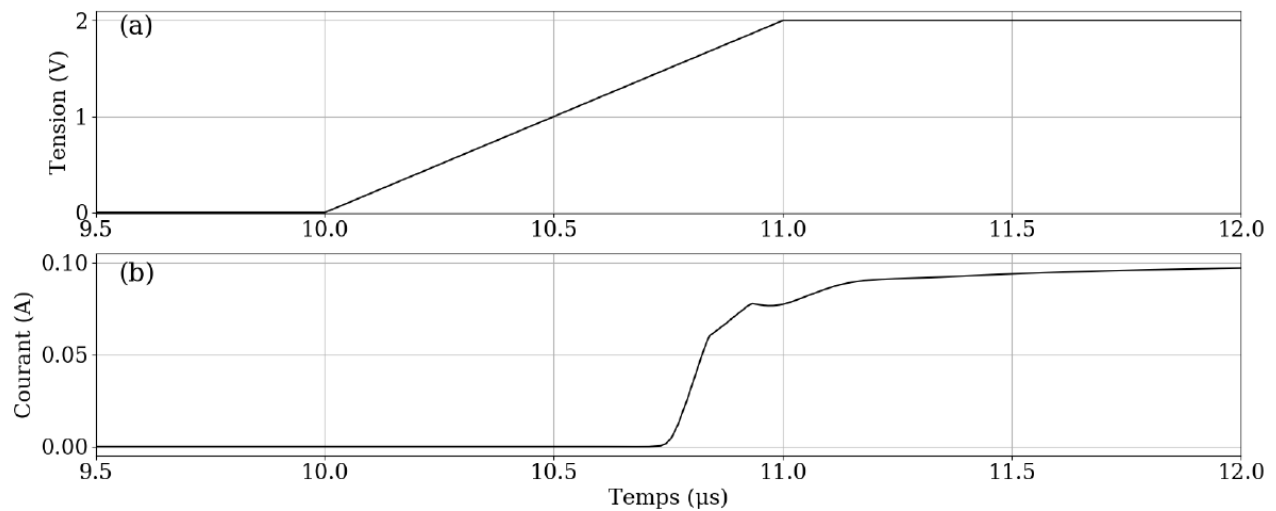


Figure 6.4 Transitoire d'une impulsion sur une charge résistive a) Tension d'entrée V_{in} , b) Courant dans les électrodes I_e .

6.3 Valeurs expérimentales

Mesure du signal de tension sur les électrodes

Afin de valider les performances du système proposé, nous avons testé le prototype se servant des électrodes de stimulation TENS 4cm x 4cm, de marque *Easy@Home* réutilisables approuvées par Santé Canada. Une séance de stimulation a été réalisée sur les pieds de l’auteur et avons mesuré la tension aux bornes de ces électrodes. La figure 6.5 démontre le résultat obtenu. L’expérience a été réalisé avec une tension d’entrée maximale, i.e. 3V, afin d’obtenir le courant maximal. Avec un tel courant de 100 mA, la sensation commence à être désagréable, mais sans être douloureuse, donc tolérable. La tension mesurée a atteint une valeur maximale de 126.3 V pour un courant de 100 mA. On peut donc conclure que la résistance aux électrodes est de 1.263 k Ω pour cette expérience. Évidemment, le circuit d’alimentation fournit une tension de 180 V, ce qui donne une marge élevée pour assurer la polarisation de la source de courant (voir figure 3.6), ainsi que pour la flexibilité générale du système.

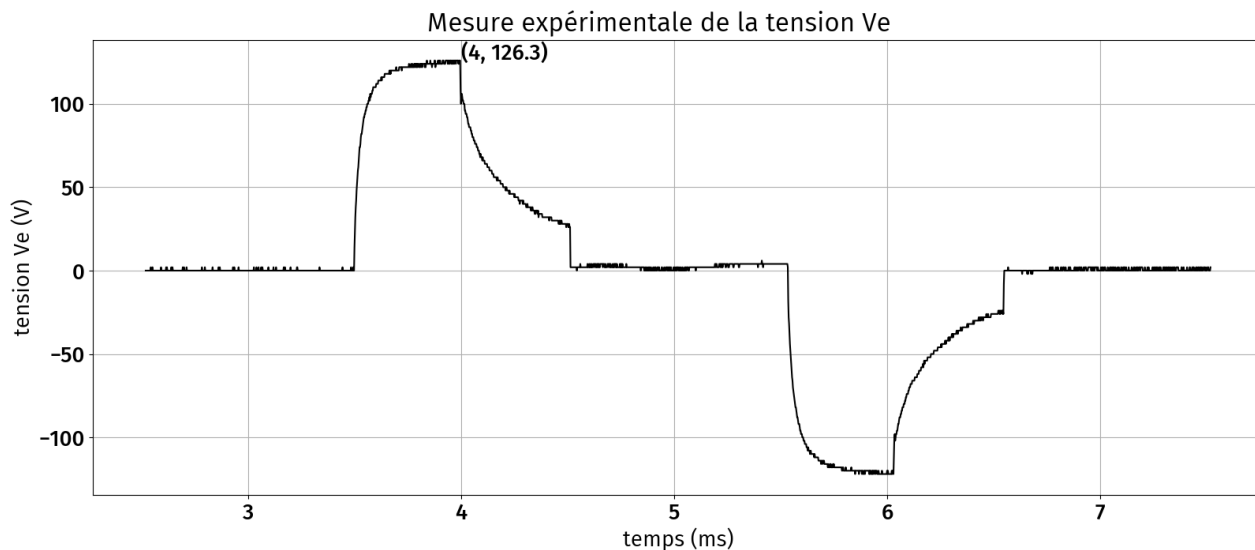


Figure 6.5 Expérience réalisée pour la mesure de la tension aux bornes des électrodes

6.4 Circuit SMPS d'alimentation de 180V

Afin de vérifier le fonctionnement du circuit d'alimentation, plusieurs simulations ont été réalisées. La figure 6.6 représente la simulation transitoire du circuit qui atteint la valeur maximale de la tension de sortie.

La figure 6.7 représente les signaux de courants dans le primaire et le secondaire respective-

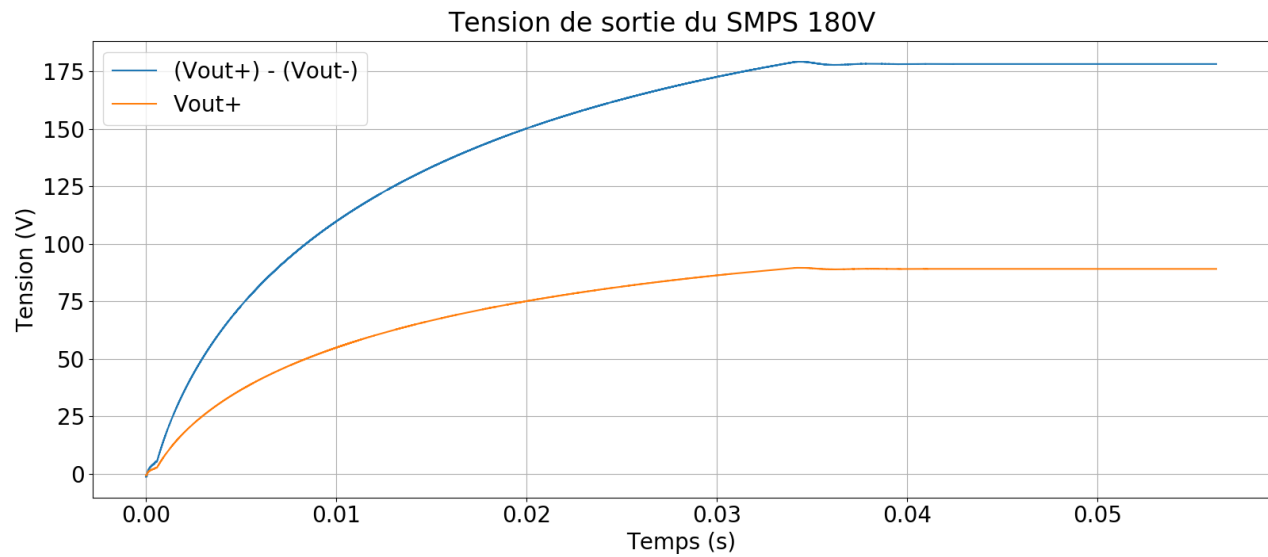


Figure 6.6 Simulation transitoire - circuit « flyback » : tension de sortie

ment. Comme on peut le voir, le courant pic dans le secondaire est dix fois plus faible que celui du primaire ($N=0.1$). Le courant croissant dans le primaire correspond à une accumulation d'énergie dans le noyau magnétique du transformateur et le courant décroissant dans le secondaire correspond à la diminution de l'énergie emmagasinée. Tel que mentionné à la section dans la section 4.2, on constate que seul un des deux enroulement conduit à la fois. On peut voir qu'après chaque cycle, aucune énergie résiduelle n'est présente dans le noyau, i.e. le courant redevient nul.

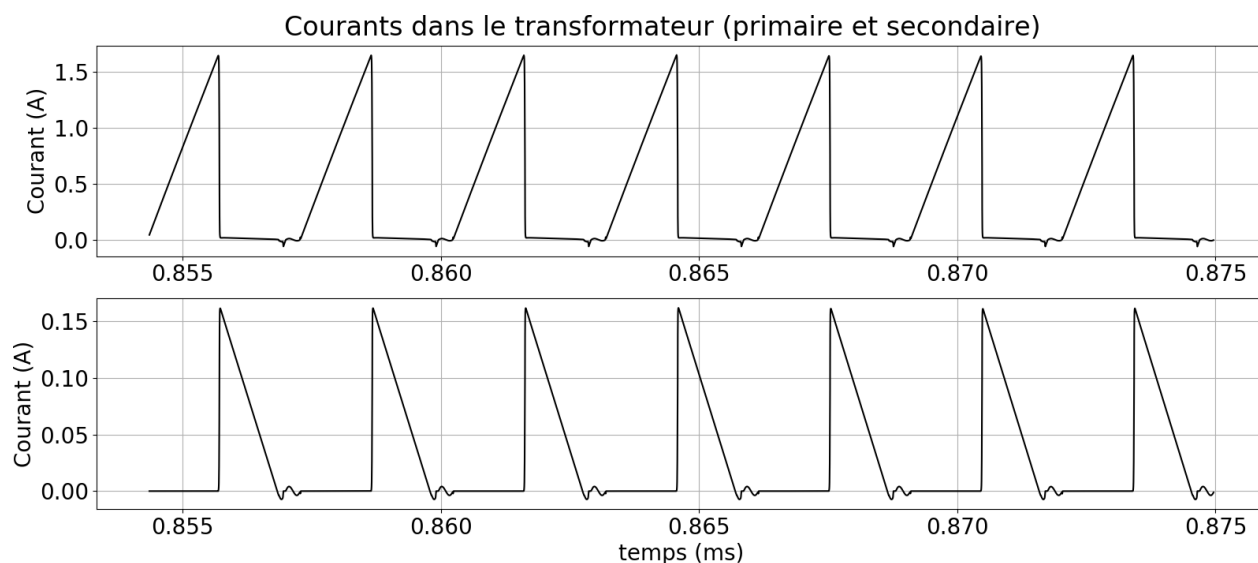


Figure 6.7 Simulation transitoire - circuit « flyback » : a) courant dans le primaire, b) courant dans le secondaire.

La consommation d'énergie a été mesurée lors d'une simulation lorsque le circuit atteint le régime permanent. Le tableau 6.1 montre la consommation des différents éléments du circuit, lorsque celui-ci alimente une charge de 15 mA. On constate que les composants qui demandent le plus de puissance sont le circuit intégré et la résistance d'amortissement. On pourrait donc augmenter l'efficacité du circuit en diminuant la valeur de la résistance d'amortissement, mais cela pourrait avoir l'effet de mettre le contrôleur en dehors de ses limites normales d'opération et endommager le circuit. Il est important de noter que le tableau 6.1 nous donne la valeur de puissance consommée pour chaque composant lorsque la charge est de 15 mA, mais que l'efficacité diminue considérablement lorsque la charge du circuit diminue, comme le démontre la figure 6.8. On peut constater une efficacité supérieure à 80% pour une charge supérieure à 6 mA.

Tableau 6.1 Analyse énergétique :
« flyback »

Ref.	I _{rms}	I _{peak}	Dissipation
C1	0mA	0mA	0mW
C2	0mA	0mA	0mW
C3	0mA	0mA	0mW
C4	0mA	0mA	0mW
C5	34mA	112mA	0mW
C6	16mA	228mA	0mW
C7	34mA	112mA	0mW
D1	37mA	127mA	14mW
D2	37mA	127mA	14mW
D3	17mA	234mA	2mW
D4	0mA	0mA	0mW
D5	0mA	0mA	0mW
L1	621mA	1359mA	0mW
L2	37mA	127mA	2mW
R1	0mA	0mA	148μW
R2	0mA	0mA	53μW
R3	0mA	0mA	15μW
R4	0mA	0mA	30μW
R5	0mA	0mA	0μW
R6	0mA	0mA	74μW
R7	6mA	6mA	107mW
R8	0mA	0mA	960μW
R9	0mA	0mA	16mW
R10	0mA	0mA	16mW
U1	634mA	1390mA	210mW

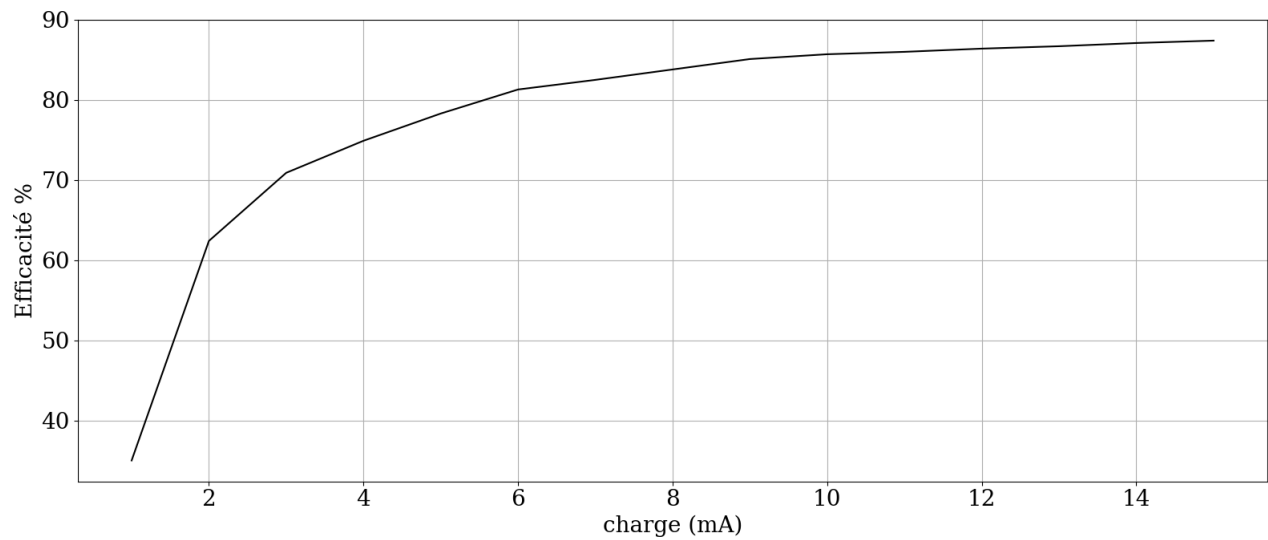


Figure 6.8 Efficacité du circuit en fonction de la charge

6.5 Circuit SMPS d'alimentation de 3V

Les résultats de simulation de la figure 6.9 représentent la tension de sortie, ainsi que le courant dans l'inductance lorsque le circuit alimente une charge de 150 mA.

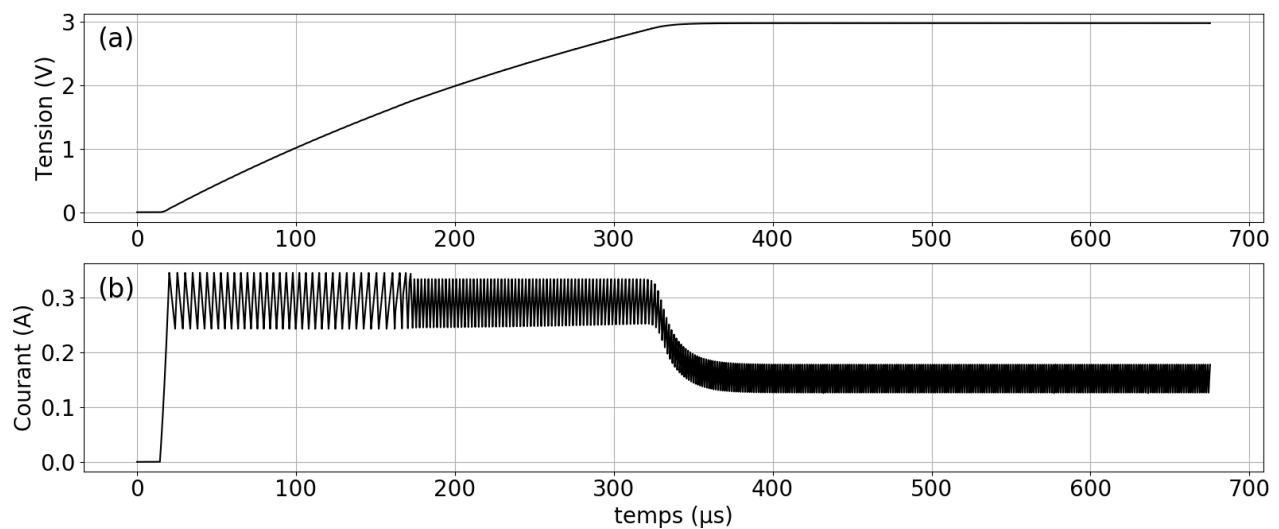


Figure 6.9 Simulation du circuit « Buck » de 3V : a) Tension de sortie, b) Courant dans l'inductance

La consommation d'énergie a été mesurée lors d'une simulation lorsque le circuit atteint le

régime permanent. Le tableau 6.2 montre la consommation des différents éléments du circuit. On constate que presque la totalité de la puissance dissipée est due à l'interrupteur et au fonctionnement du contrôleur LT3470. On peut aussi noter que l'inductance L1 a une valeur de courant RMS élevée, mais dissipe très peu de puissance, étant un composant presque uniquement réactif. L'efficacité du circuit est mesurée à 84.4% pour une entrée de 8V, et 86.7% pour une entrée de 5V. En effet, la configuration « Buck », contrairement aux autres configurations a un rendement inférieur pour une tension d'entrée plus élevée.

Tableau 6.2 Analyse énergétique :
« buck » 3V

Ref.	Irms	Ipeak	Dissipation
C1	0mA	0mA	0mW
C2	8mA	92mA	0mW
C3	0mA	0mA	0mW
C4	14mA	29mA	0mW
L1	154mA	179mA	3mW
R1	0mA	0mA	6 μ W
R2	0mA	0mA	5 μ W
U1	154mA	220mA	66mW
C1	0 mA	0 mA	0 mW

6.6 Circuit SMPS d'alimentation de -3V

La figure 6.10 permet de voir l'oscillation du courant dans les enroulements primaire et secondaire, respectivement. On peut se référer à la figure 4.10. Puisque le ratio du nombre de tour est de 1 dans ce transformateur, la valeur maximale est la même pour chaque enroulement, i.e. le courant croît jusqu'à 200 mA dans le primaire et redescend ensuite vers 0 à partir de la même valeur dans le secondaire

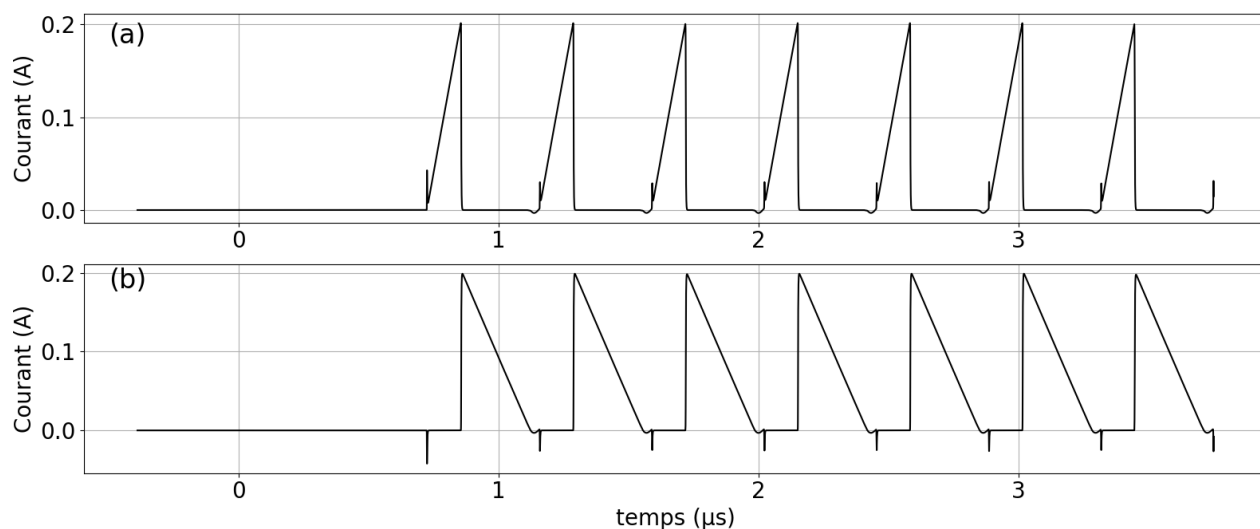


Figure 6.10 Courants dans le transformateur : a) Courant dans le primaire, b) Courant dans le secondaire

La simulation présentée sur la figure 6.11 permet de voir le régime transitoire de la tension de sortie du circuit de 3 V.

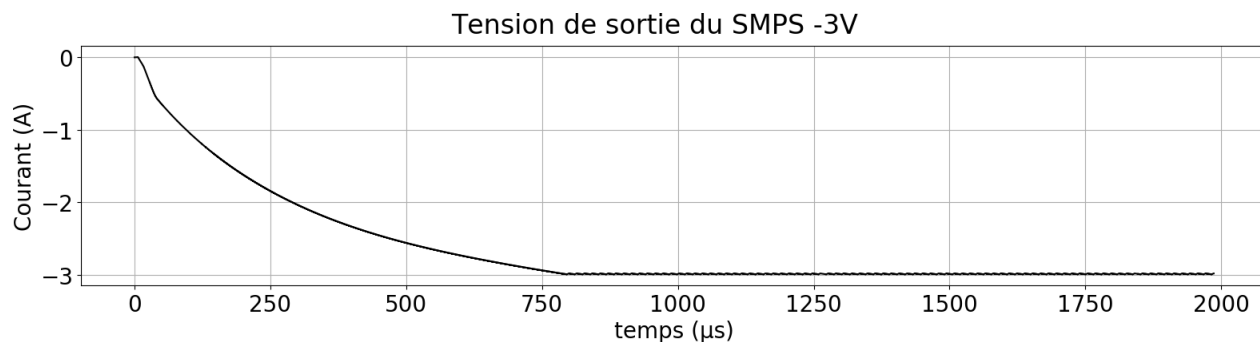


Figure 6.11 Tension de sortie - « flyback » inverseur

La consommation d'énergie a été évaluée lors d'une simulation lorsque le circuit atteint le régime permanent. Le tableau 6.3 montre la consommation des différents éléments du circuit. On constate que presque la totalité de la puissance dissipée est due à l'interrupteur et au fonctionnement du contrôleur LT3470. L'analyse a été réalisée pour une tension d'entrée de 7.4 V et pour une charge de 50 mA. Nous obtenons une efficacité de 76.6 %.

Tableau 6.3 Analyse énergétique :
« flyback » inverseur

Ref.	I _{rms}	I _{peak}	Dissipation
C1	0mA	0mA	0mW
C2	0mA	0mA	0mW
C3	71mA	149mA	0mW
L1	63mA	201mA	0mW
L2	88mA	201mA	0mW
R1	0mA	0mA	30μW
U1	109mA	205mA	46mW

6.7 Discussion

En général, les résultats obtenus pour les circuits d'alimentation sont fidèles aux valeurs mesurées en laboratoire, i.e. tension prises avec le multimètre. Tous les circuits d'alimentation fonctionnent comme prévu. Pour le générateur de stimuli, nous pouvons comparer le graphique du résultat mesuré 6.5 avec le résultat obtenu en simulation de la figure 6.2 où un modèle de premier ordre a été utilisé. L'amplitude de l'onde obtenue en simulation est plus élevée, mais il reste toutefois difficile de prévoir complètement tous les paramètres pratiques reliés à l'impédance du tissu et du contact avec les électrodes. En général, les valeurs expérimentales se rapprochent assez des valeurs simulées.

Les résultats obtenus pour le générateur de stimuli sont assez semblables aux résultats obtenus lors d'autres projets similaires. Les amplitudes des signaux obtenus sont du même ordre que les valeurs prises dans les projets [20] et [18]. De plus ils répondent aux paramètres de conception du tableau 3.1 et plus généralement des paramètres utilisés dans la littérature. Le système conçu a l'avantage de ne pas posséder de transformateur dans l'étage de sortie, d'avoir un système d'alimentation conçu spécifiquement pour cette application et d'avoir une interface de contrôle flexible qui permet de faire varier les paramètres et de mettre hors tension les différents éléments du circuit lorsque celui-ci n'est pas utilisé.

CHAPITRE 7 CONCLUSION

7.1 Synthèse des travaux

Dans ce document, nous avons élaboré les différentes étapes nécessaires à la création d'un appareil d'électrothérapie portable. En l'occurrence, nous avons revu plusieurs différents systèmes de stimulation utilisés dans une variété d'applications à des fins médicales. Nous avons revu les différents concepts théoriques nécessaires à l'atteinte de nos objectifs, pour plusieurs sous-catégories que nous avons classées par chapitres. Nous avons ensuite expliqué les différentes méthodes de conception utilisées pour chaque modules du système conçu et implémenté, au niveau théorique à l'aide d'équations ou en justifiant l'utilisation de nos composants en se basant sur l'information de fiches techniques. Nous avons présenté les résultats obtenus dans le chapitre 6. L'appareil permet d'opérer les différents paramètres importants pour la stimulation électrique, i.e. l'amplitude, la largeur et la fréquence des impulsions. En plus de contrôler ces différents paramètres, l'appareil répond à différents critères visés, i.e. il n'y a pas de transformateur à l'étage de sortie, l'appareil est portable et possède une interface sans-fil.

7.2 Limitations de la solution proposée

7.3 Améliorations futures

Plusieurs améliorations pourraient être faites à ce projet. Premièrement, nous pourrions rajouter un convertisseur numérique-analogique plus rapide, afin de pouvoir générer des impulsions de stimulation de différentes formes, i.e. triangulaire, exponentiel, etc. Nous avons priorisé l'approche qui utilise seulement des impulsions carrées, puisque c'est la méthode utilisée dans tous les projets similaires que nous avons analysés et répond au besoin de notre partenaire. Deuxièmement, une autre amélioration possible serait d'augmenter davantage la portabilité de l'appareil en réduisant la taille du transformateur. Cela nécessiterait la conception d'un transformateur personnalisé, ce qui pourrait entraîner des coûts supplémentaires. Finalement, nous pourrions aussi intégrer le système de contrôle au niveau circuit imprimé ; plusieurs des composants utilisés à cette fin, i.e. microcontrôleur, antenne sont situées sur un module que nous avons rajouté sur notre carte.

Le projet n'a pas encore eu de phase clinique, c'est-à-dire que l'appareil présenté n'a pas encore été testé sur des patients. Il n'a pas encore reçu d'accréditation au niveau des différents

standards médicaux permettant son utilisation en dehors du domaine de recherche. L'appareil n'est donc pas encore prêt à être utilisé par du personnel non qualifié. Cette étape pourra être réalisée dans le futur ou dans le cadre d'un nouveau projet.

RÉFÉRENCES

- [1] O. Aquilina, “A brief history of cardiac pacing,” *Images in Paediatric Cardiology*, vol. 8, pp. 17–81, 2006.
- [2] M. I. Johnson, *Transcutaneous Electrical Nerve Stimulation (TENS)*. Oxford University Press, 2014.
- [3] J. Sarkar, “Design and fabrication of a t.e.n.s. pain relief unit,” in *Proceedings of the 2015 Third International Conference on Computer, Communication, Control and Information Technology (C3IT)*, pp. 1–6, Feb 2015.
- [4] D. N. S.E. Bristow, S.T. Hasan, “Tens : A treatment option for bladder dysfunction,” *The international Urogynecology Journal*, vol. 7, pp. 185–190, 1996.
- [5] D. Sarddar, M. Kumar, and S. Kumar Sikdar, “Functional electrical stimulation using pic microcontroller,” vol. 44, pp. 31–35, 04 2012.
- [6] “Urgent® pc out-patient treatment for bladder and bowel control.” <http://www.cogentixmedical.com/patients/products/urgent-pc>, 2017. Accessed : 2017-11-19.
- [7] A. Ba, E. Schneider, A. Abdel-Karim, M. Sawan, and M. M. Elhilali, “Implantable dual stimulator to recuperate the bladder functions : Chronic experiments in dogs,” 01 2002.
- [8] Z. Tang and P. H. Peckham, “Multichannel implantable stimulation and telemetry system for neuromuscular control,” in *Proceedings of 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 442–443 vol.1, Nov 1994.
- [9] “Qu’est-ce que les systèmes nerveux sympathique et parasympathique ?” <http://www.psychomedia.qc.ca/neurologie/2009-07-26/qu-est-ce-que-les-systemes-nerveux-sympathique-et-parasympathique>, 2017. Accessed : 2017-11-19.
- [10] “The bladder mechanism.” <http://urinarycontinence.com/bladder.shtml>, 2017. Accessed : 2017-11-19.
- [11] E. N. Marieb and K. Hoehn, *Anatomie et Physiologie Humaines*. ERPI, 2010.
- [12] “Percutaneous tibial nerve stimulation for the treatment of overactive bladder.” https://www.medscape.com/viewarticle/773418_2, 2017. Accessed : 2017-11-19.
- [13] “Practice bulletin no. 155 : Urinary incontinence in women,” *Obstetrics & Gynecology*, vol. 126, pp. 929–936, 2015.
- [14] E. Kinnen, “Technical note electrical impedance of human skin,” *Med. Electron. Biol. Engng.*, vol. 3, pp. 67–70, 1965.

- [15] C. E. Burton, R. M. David, W. M. Portnoy, and L. A. Akers, "The application of bode analysis to skin impedance," vol. 11, pp. 517–25, 08 1974.
- [16] S. J. Dorgan, R. B. Reilly, and C. D. Murray, "A model for human skin impedance during surface functional neuromuscular stimulation," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 1997. Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE*, vol. 4, pp. 1770–1773 vol.4, Oct 1997.
- [17] M. Ilic, D. Vasiljevic, and D. Popovic, "A programmable electronic stimulator for fes systems," *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, vol. 2, no. 4, pp. 234–239, 1994.
- [18] R. A. Thorsen and M. Ferrarin, "Battery powered neuromuscular stimulator circuit for use during simultaneous recording of myoelectric signals," *Medical Engineering & Physics*, vol. 31, no. 8, pp. 1032–1037, 2009.
- [19] C. J. Poletto and C. L. V. Doren, "A high voltage, constant current stimulator for electrocutaneous stimulation through small electrodes," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 46, pp. 929–936, 1999.
- [20] S. A. Gonzalez, F. Guerrero, and E. M. Spinelli, "Novel single-stage-switching neuromuscular stimulator," in *Latin American Congress on Biomedical Engineering*, pp. 13–16, Springer, Cham, 2014.
- [21] R. Thorsen, E. Occhi, S. Boccardi, and M. Ferrarin, "Functional electrical stimulation reinforced tenodesis effect controlled by myoelectric activity from wrist extensors," vol. 43, pp. 247–56, 03 2006.
- [22] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A - Z*. Elsevier, 2012.
- [23] "Lt3753 isolated flyback converter without an opto-coupler." <http://www.linear.com/docs/26973>, 2017. Accessed : 2017-11-19.
- [24] "Lt3483/lt3483a inverting micropower dc/dc converters with schottky." <https://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3483fc.pdf>, 2017. Accessed : 2017-11-19.

ANNEXE A Placement du circuit imprimé

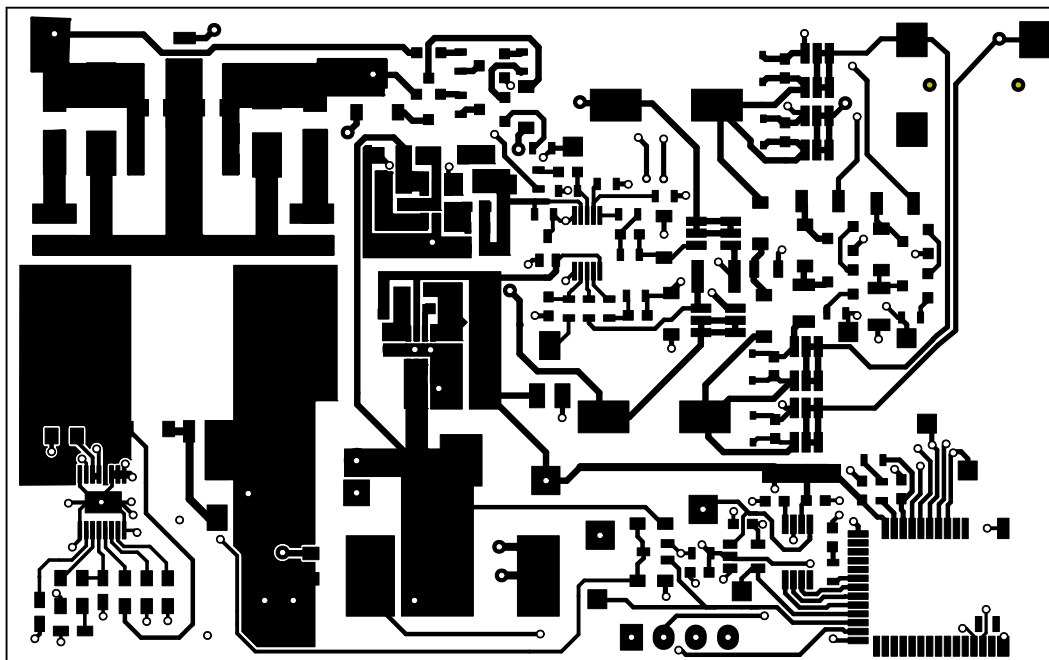


Figure A.1 Placement du circuit imprimé du circuit de stimulation (haut)

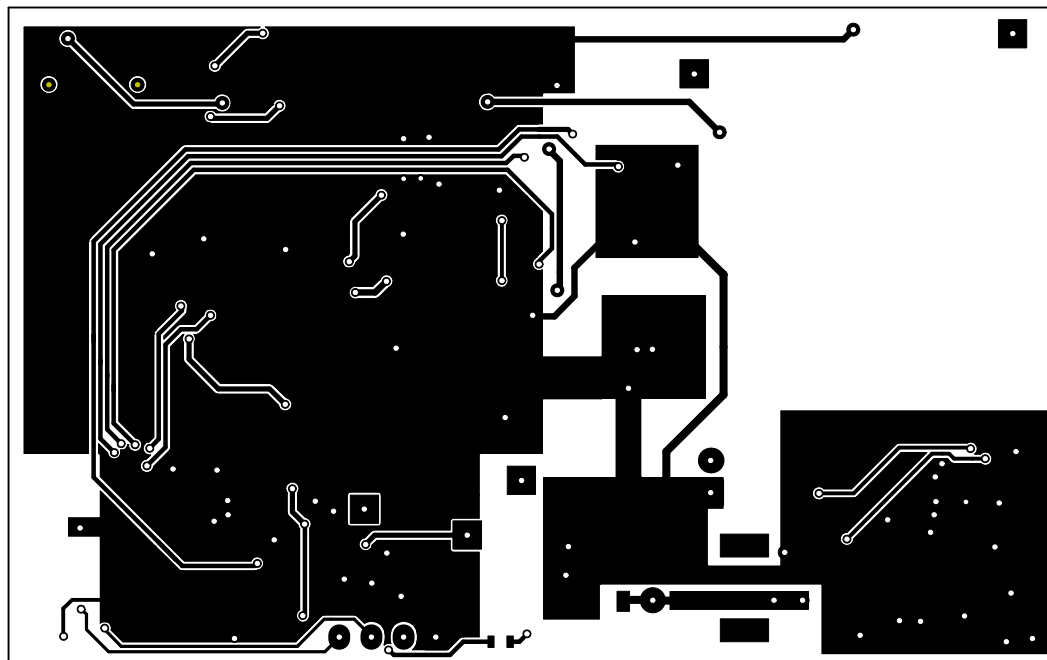


Figure A.2 Placement du circuit imprimé du circuit de stimulation (bas)

ANNEXE B Prototype - circuit imprimé

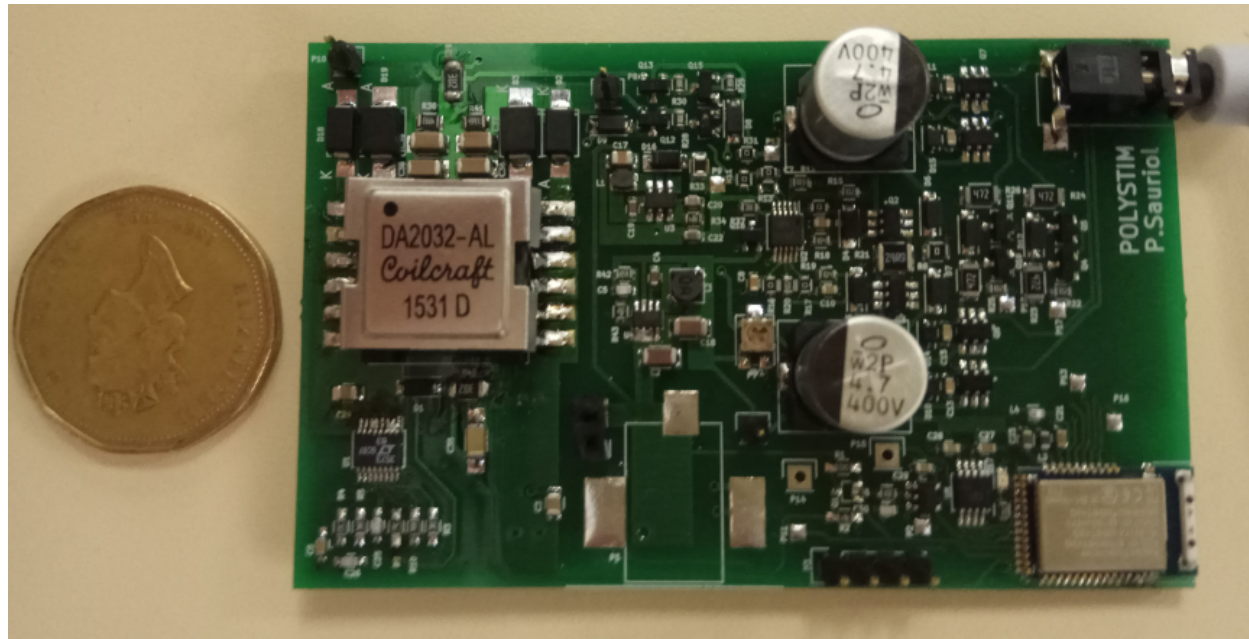


Figure B.1 Prototype - circuit imprimé

ANNEXE C Fichiers de conception du prototype

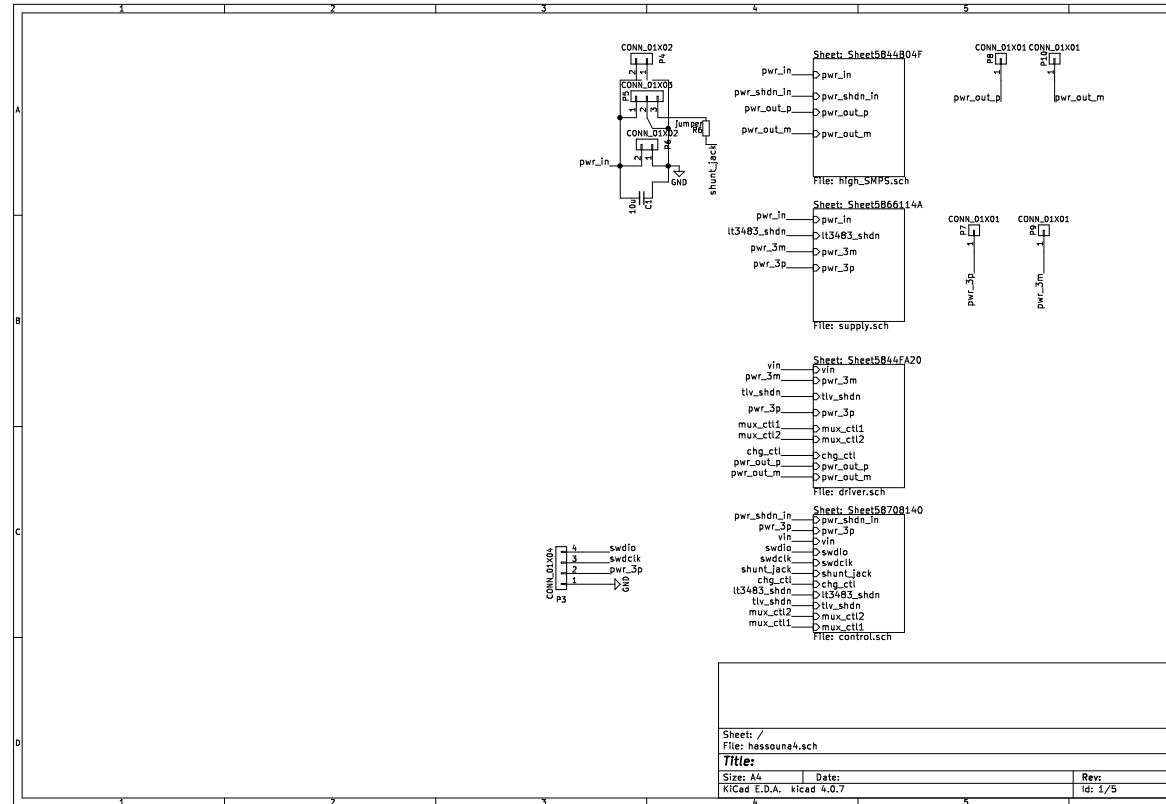


Figure C.1 Niveau supérieur

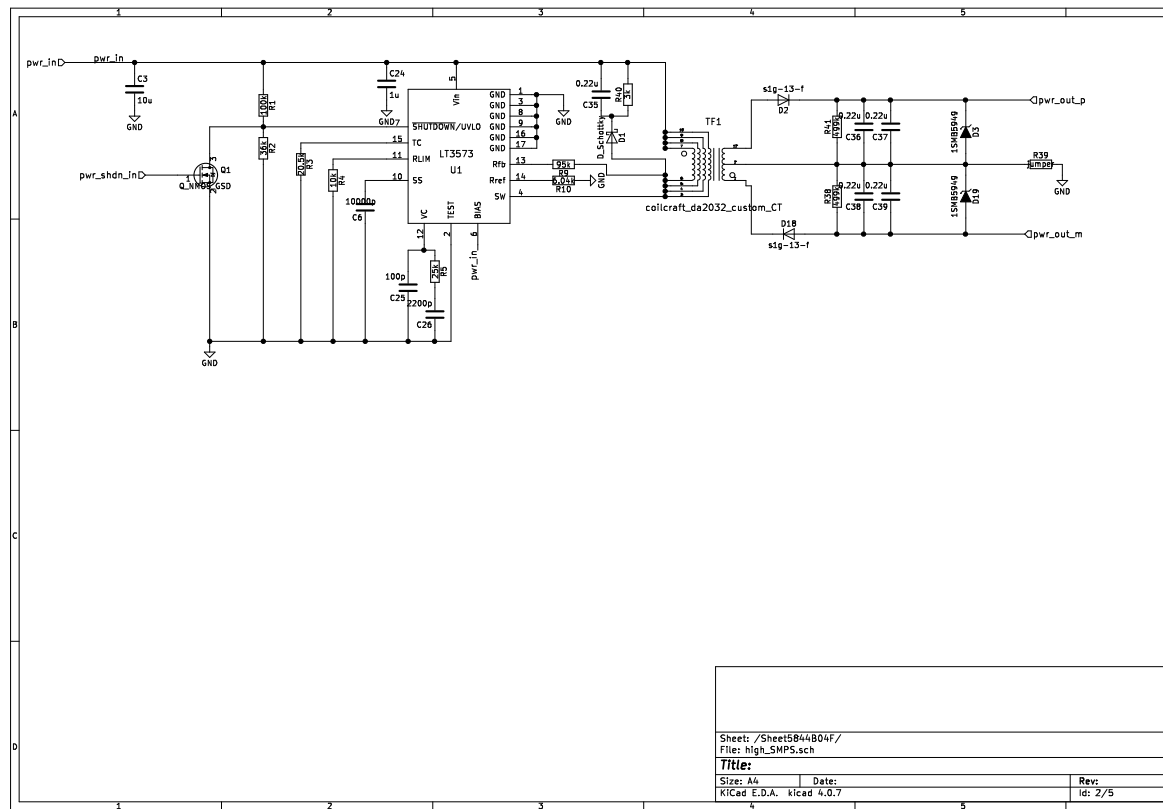


Figure C.2 Circuit « flyback »

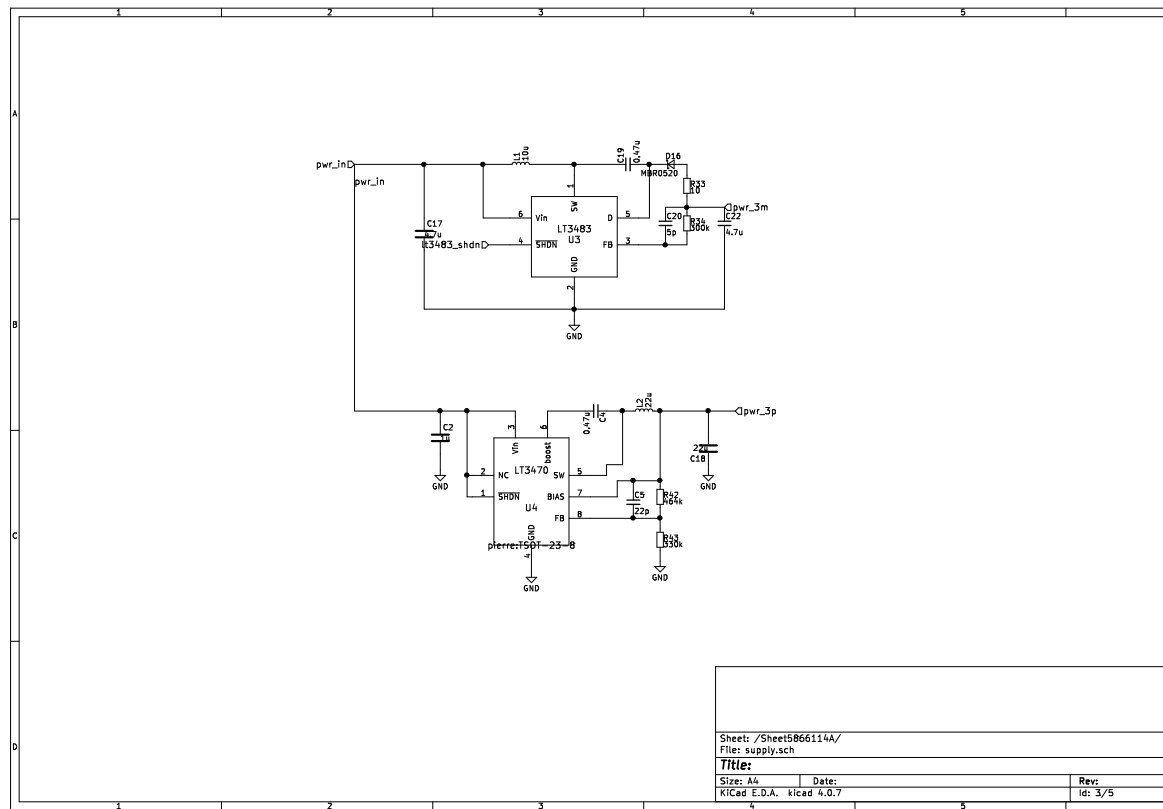


Figure C.3 Convertisseurs $\pm 3V$



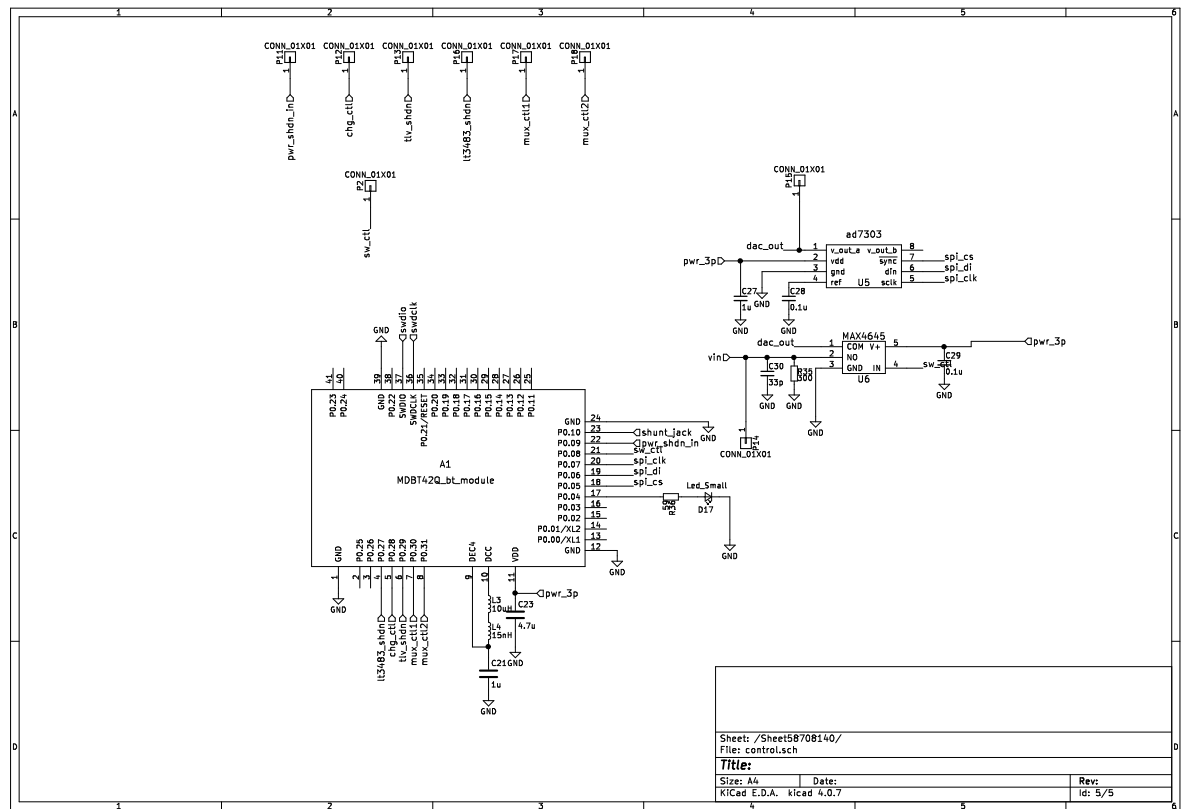


Figure C.5 Système de contrôle

ANNEXE D Carte de développement PCA10040

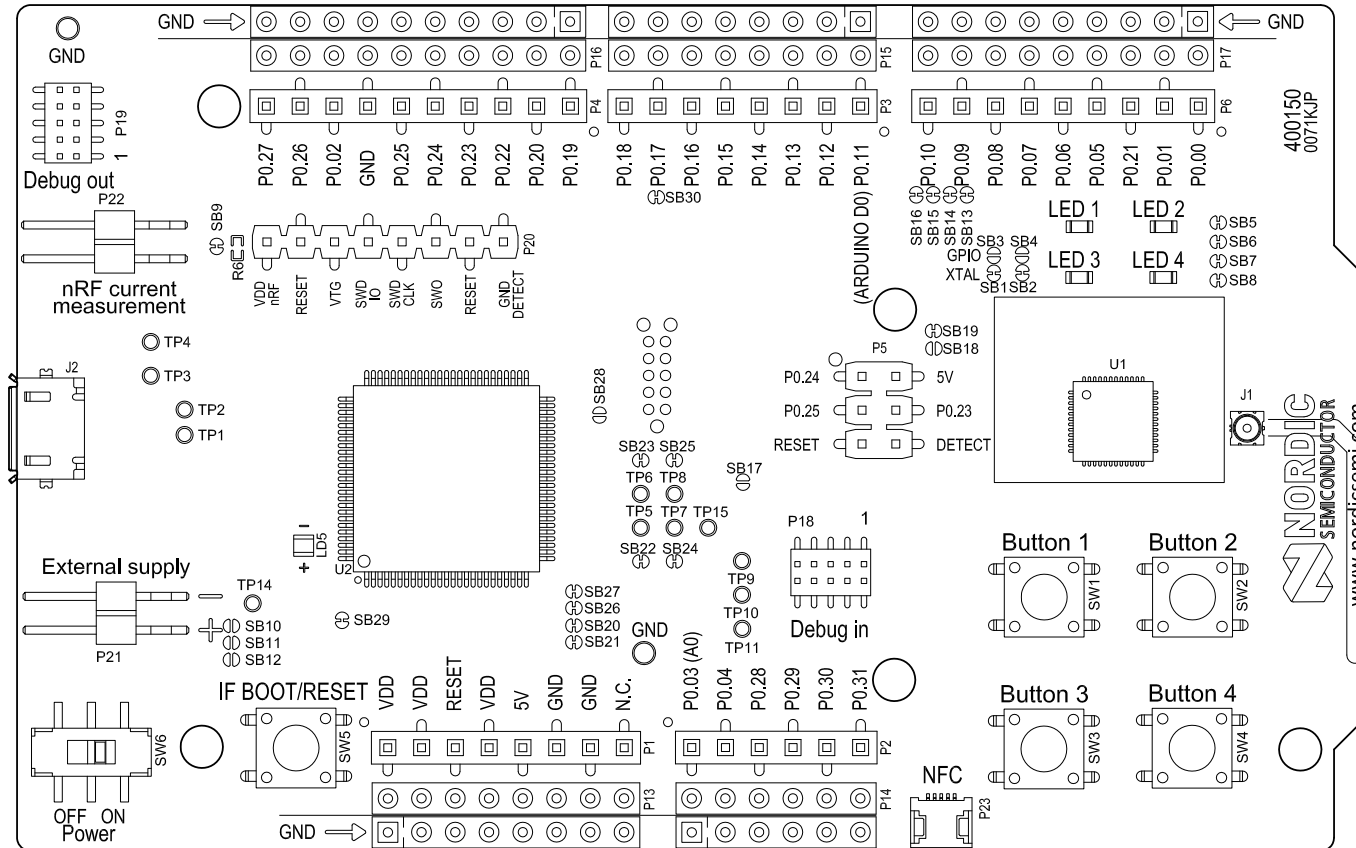


Figure D.1 Carte de développement PCA10040

ANNEXE E Algorithme logiciel sur le microcontrôleur NRF52832

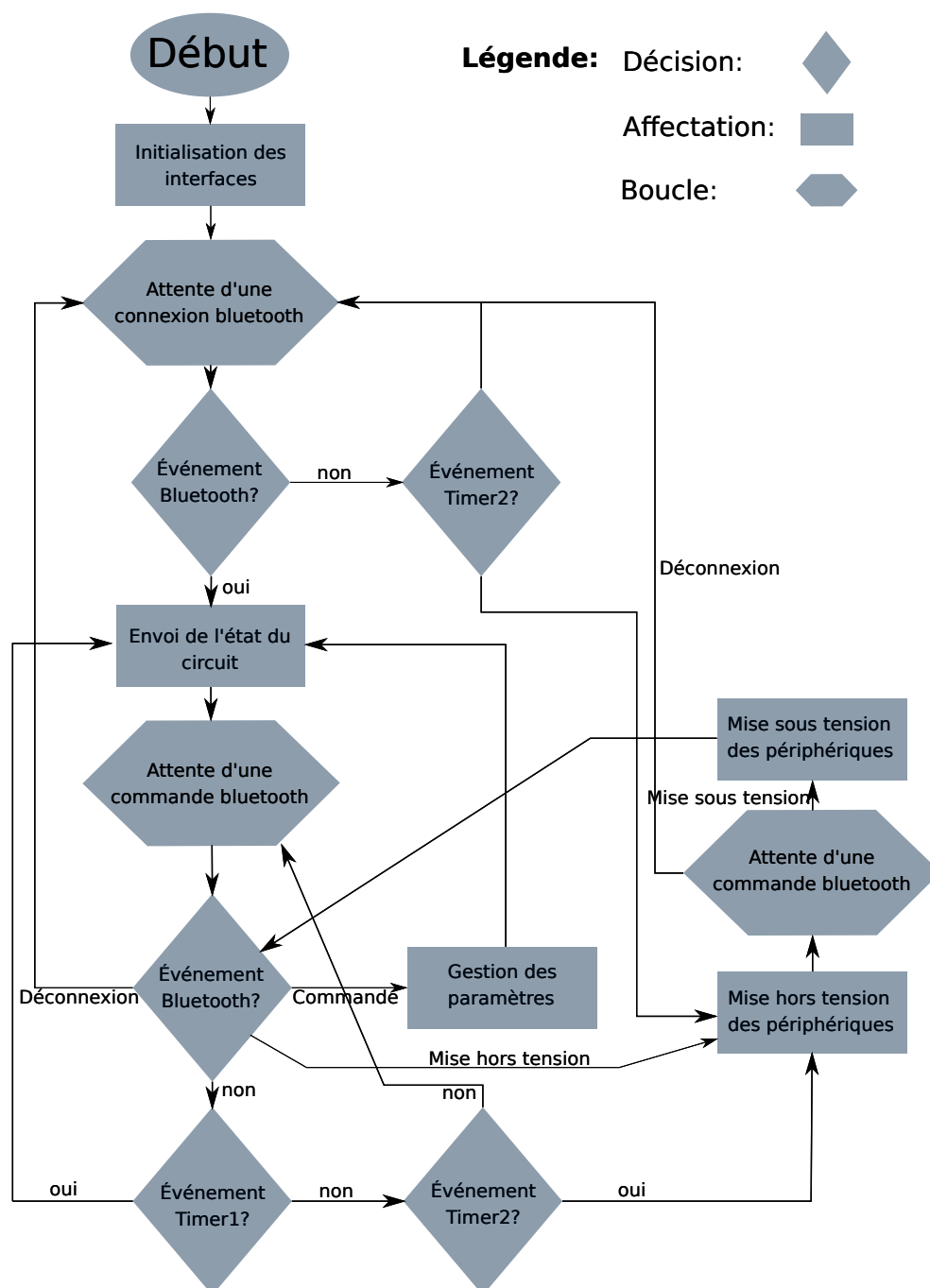


Figure E.1 Algorithme logiciel sur le microcontrôleur NRF52832